ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XIX - NUMERO 3 - 1970 - L. 400

Reparto ad aria condizionata e senza polvere della FACE Standard (v. notizia a pag. 117)

Supertester 680 R / ATTENZIONE!!

R come Record!!

MILANO ICE ITALY

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!
4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660.
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp*
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

non ci sono molte alternative per chi necessita di un generatore di impulsi di alta classe e di sicuro affidamento.......

E-H RESEARCH LABORATORIES, USA

- **Un nome prestigioso**
- **Una linea completa di apparecchi per le più svariate esigenze con frequenza massima di ripetizione da 100 KHz a 500 MHz**
- **Una tradizione di serietà e di efficienza nei rapporti con la clientela**

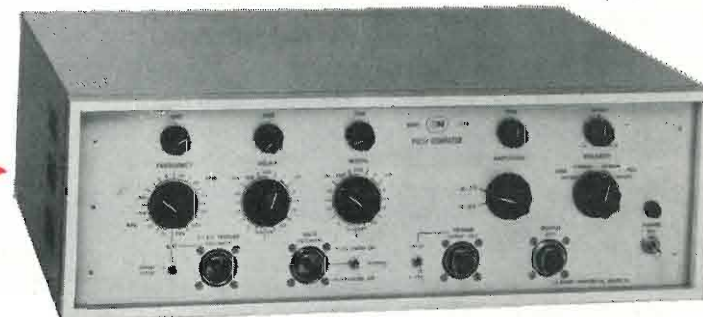
MOD. 139 B

Frequenza: 10 Hz - 50 MHz
Tensione max: ± 10 V
Tempo di salita: < 6 ns - 3 ms
Durata: 10 ns - 10 ms
Ritardo: 10 ns - 10 ms

MOD. 137

Frequenza: 10 Hz - 100 MHz
Tensione max: ± 5 V
Tempo di salita: < 2 ns - 160 μs
Durata: 5 ns - 1 ms
Ritardo: 5 ns - 1 ms

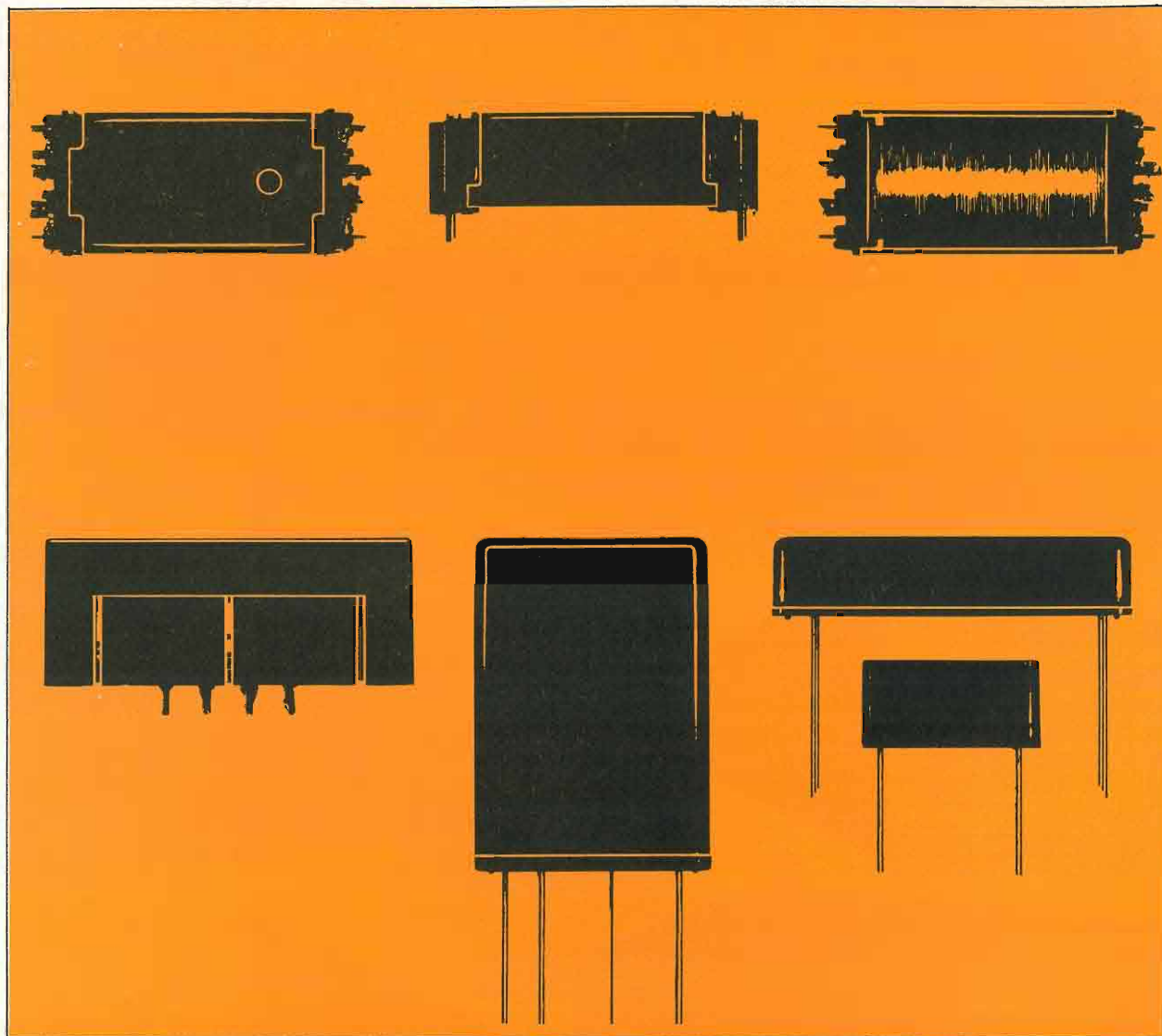
MOD. 129

Frequenza: 10 KHz - 500 MHz
Tensione max: ± 2 V
Tempo di salita: < 500 ps
Durata: 1 ns - 50 μs
Ritardo: 1 ns - 50 μs

Vi ricordiamo che la E-H ha recentemente concluso un accordo di distribuzione con la IWATSU, la più importante ditta giapponese costruttrice di oscilloscopi (fino a 18 GHz). Gli oscilloscopi IWATSU insieme con i generatori di impulsi E-H rappresentano la combinazione ideale per la soluzione dei Vostri problemi.

La E-H infine produce sistemi avanzatissimi per misure e prove dinamiche, funzionali e in DC su ogni tipo di circuito integrato e su ogni tipo di memoria.

Richiedete cataloghi, offerte e dimostrazioni a:

**Piazza De Angeli, 7
20146 - MILANO
Tel. 463.286 - 463.520**

68012 I

Intorno a me . . . . il diluvio

Possono operare nelle condizioni ambientali più critiche – atmosfera corrosiva o esplosiva, umidità, climi tropicali – e le loro prestazioni sono sempre perfette. Si tratta dei Relè Reed della ITT ad alta velocità di funzionamento, impiegati in calcolatori elettronici, apparecchiature telefoniche, impianti per segnalazioni d'allarme, equipaggiamenti militari, apparecchiature industriali ad elevato coefficiente di automazione e in genere dovunque sia richiesta l'immediata entrata in funzione di un dispositivo automatico.

Grazie all'assoluto isolamento dagli agenti esterni, applicabile anche ai contatti, conservano in pieno le capacità e rapidità di funzionamento anche se restano inutilizzati per lunghissimi periodi di tempo.

ITT Standard
Piazza De Angeli, 7
Milano
Tel.: 4696.202/198/183
Telex: Militts 32351

Per sfruttare tutte le sue possibilità al nostro «Contatore-computer» occorreva una speciale tastiera. E noi l'abbiamo realizzata.

Senza tastiera, il Contatore-computer 5360A misura frequenza, periodo e intervallo di tempo: e non teme confronti quanto a velocità e risoluzione.
Ma con la tastiera potete anche programmarlo. Introducete il programma: fase, scarto quadratico medio, scostamento della frequenza, per citarne solo alcuni. Attraverso la tastiera il Contatore se ne impadronisce e lo esegue automaticamente. Potete programmare il Contatore affinché visualizzi, in tempo reale, soluzioni di equazioni le cui variabili sono le stesse misure compiute dal Contatore.
La velocità di conteggio è di 320 MHz, estensibile a 18 GHz con l'uso di cassetti. Un altro cassetto permette misure di intervalli di tempo con risoluzione di 100 picosecondi. 11 cifre di risoluzione, rappresentazione con virgola decimale fissa, unità di misura assegnate automaticamente, soppressione delle cifre non valide garantiscono una lettura senza errori.
Il Contatore-computer 5360A e la tastiera vi permettono di effettuare misure finora impossibili.
Per ulteriori informazioni, scriveteci o telefonateci.

Italia: Hewlett-Packard Italiana S.p.A.
20124 Milano, Via Amerigo Vespucci 2, tel. 62 51
00144 Roma-Eur, Piazza Marconi 25, tel. 591 25 44
Svizzera: Hewlett-Packard (Schweiz) AG
Rue du Bois-du-Lan 7
1217 Meyrin 2 Genève, tel. (022 41 54 00

5360A

Si
Ge
GaP
GaAs
CdS
99,999

TRIODI E TETRODI UHF

ULTRA LINEARI

PER TRASMETTITORI E RIPETITORI
DI TELEVISIONE E TELECOMUNICAZIONI

TRIODI PIANI

F = 1000 MHz

Riferimento	Vf	If	μ	S	Va	Ik	Wa	Wg	Wu
TH 294	6,3	5,5	90	45	2,2	2,5	0,7	4	0,5
TH 302 *	5	1,9	200	60	1,6	0,5	0,25	—	0,025
TH 308	6,3	5,5	70	45	2,2	2,5	0,7	—	0,1
TH 328 *	5,5	5,2	150	55	2,2	2,5	0,7	—	0,1

* TUBI AD ELEVATO GUADAGNO (20 dB)

• TUBO RAFFREDDATO PER VAPORIZZAZIONE

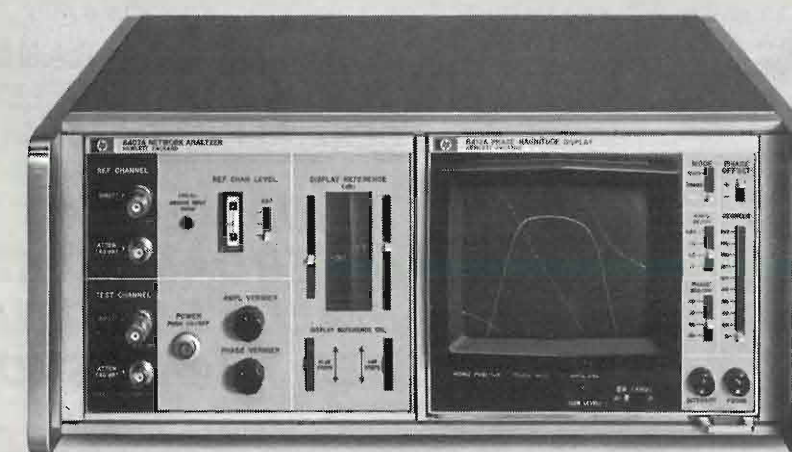
TRIODI-TETRODI COASSIALI

F = 1000 MHz

Riferimento	Vf	If	μ	S	Va	Ik	Wa	Wg_1	Wg_2	Wu
TH 290	4,2	140	6	70	5,2	25	12	50	150	12
TH 293	5	47	7	30	5	9	4,5	15	25	3
TH 297	3,2	40	6	20	4,5	5	1,5	10	20	1,5
TH 312	3,5	38	80	30	3	4	1,3	2	—	0,2
TH 313	5	65	5	50	5	15	7	40	100	6
TH 491 •	5,2	180	4,5	130	5,5	45	30	100	200	25

THOMSON-CSF

GROUPEMENT TUBES ELECTRONIQUES - 8, RUE CHASSELOUP-LAUBAT - PARIS 15e - FRANCE
THOMSON ITALIANA - PIAZZA S. BABILA, 5 - MILANO - TELEF. 799088 - 798910

Elimina rumore e perplessità nel segnale rivelato

l'Analizzatore di reti con 100 dB di dinamica

Il campo dinamico di 100 dB evidenzia segnali non misurabili in precedenza. 80 dB di dinamica completamente sullo schermo nelle misure vobulate. Risoluzione in ampiezza 0,05 dB e in fase 0,2°. Il nuovo Analizzatore di reti hp 8407 offre inoltre: • rilevamento contemporaneo delle relazioni fase-ampiezza fino a ± 180° sullo schermo • misura della riflessione in coordinate polari • sistema di rivelazione che ignora il rumore • attenuatore lineare a RF incorporato per misurare segnali fino a 100 mW • linea semplice e compatta.

Nella sua gamma operativa – da 100 KHz a 110 MHz – il nuovo Analizzatore di reti hp 8407 è uno strumento di concezione superiore per misurare attenuazione, guadagno, rapporto di ampiezze e fasi in forma logaritmica, ritardi di gruppo, rapporto di onda stazionaria, coefficiente di riflessione, impedenza complessa.

Per ulteriori ragguagli, scriveteci o telefonateci.

Italia: Hewlett-Packard Italiana S.p.A.
20124 Milano, Via Amerigo Vespucci 2, tel. 6251
00144 Roma-Eur, Piazza Marconi 25, tel. 591 25 44
Svizzera: Hewlett-Packard (Schweiz) AG
Rue du Bois-du-Lan 7
1217 Meyrin 2 Genève, tel. (022) 41 54 00

8407A

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 3 ANNO XIX
MAGGIO GIUGNO 1970
DA PAGINA 77 A PAGINA 120

RIVISTA BIMESTRALE A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, E. CRISTOFARO, D. FARO, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Reparto ad aria condizionata e senza polvere della FACE Standard di Milano. Reparti simili sono utilizzati alla FACE Standard di Maddaloni per la produzione dei condensatori al tantalio (v. pag. 117).

Sommario:

UNA COPIA L. 400 (ESTERO L. 500)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2000 (ESTERO L. 3000)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

CONFERENZA INTERNAZIONALE SULLE COMUNICAZIONI DI TIPO NUMERICO VIA SATELLITE

(" INTERNATIONAL CONFERENCE ON DIGITAL COMMUNICATION ")

Promossa dall'International Telecommunications Satellite Consortium (Intelsat) e dall'Institution of Electrical Engineers (IEE) ha avuto luogo a Londra, dal 25 al 27 novembre 1969, la « Conferenza internazionale sulle comunicazioni via satellite di tipo numerico».

Nelle quarantasette memorie presentate da enti scientifici ed industriali di otto Paesi sono stati trattati i vari aspetti, tecnici, economici, operativi, connessi con l'utilizzazione dei satelliti per telecomunicazioni.

Ne è risultato un panorama completo e quanto mai interessante dal quale sono emerse le molteplici applicazioni di questo nuovo mezzo di comunicazione, quali la telefonia, la trasmissione dati, la televisione, la raccolta dati da punti di misura sparsi sulla superfice terrestre o nell'atmosfera o sotto i mari, l'ausilio per la navigazione aerea e marittima, ma soprattutto l'enorme sviluppo tecnico, realizzato nel giro di pochi anni, sia nelle attrezzature a terra, sia nel mezzo spaziale. Tutto ciò del resto traspare dal semplice elenco dei titoli delle varie sessioni, che qui di seguito riportiamo:

- Caratteristiche generali di sistema;
- Tecniche dell'accesso multiplo e dell'assegnazione su domanda;
- Tecniche di modulazione, sincronizzazione e codificazione;
- Utilizzazione dello spettro e vincoli di sistema;
- Requisiti operativi.

Il numero e la qualità dei Paesi, degli scienziati e dei tecnici presenti alla Conferenza, nonché l'interesse delle memorie presentate ha mostrato come la tecnologia del satellite per telecomunicazioni sia ormai pervenuta ad uno stadio di sviluppo notevole e come i tempi futuri, ma non troppo, ci faranno sempre più assistere a sorprendenti risultati ed applicazioni di questo mezzo, caratteristico della nostra epoca.

Per comprendere questo basta del resto percorrere, nel tempo breve della sua storia, l'evoluzione del satellite per telecomunicazioni civili.

Dai 240 circuiti telefonici del satellite Intelsat I (Early Bird) lanciato nel 1965, si è passati ai 1200 circuiti dell'Intelsat III nel 1967, agli oltre 6000 circuiti telefonici e 12 canali televisivi a colori previsti per l'Intelsat IV di prossimo lancio in orbita.

Dai semplici collegamenti punto-punto, su circuiti assegnati in modo permanente alle singole stazioni terrene, si sta studiando la possibilità di passare all'uso di circuiti a destinazione multipla ed impegnabili su richiesta per qualsiasi collegamento previsto e per la sola durata della connessione.

Dalla trasmissione di tipo analogico si è passati a quella numerica (detta anche digitale) che presenta interessanti caratteristiche di flessibilità, sicurezza ed economicità.

In particolare, l'introduzione della tecnica dell'accesso multiplo, sia essa a divisione di frequenza, nel futuro immediato, o a divisione di tempo, entro un prossimo futuro, ha portato all'abbandono del concetto primitivo delle connessioni via satellite come un puro mezzo trasmissivo, considerato cioè come un « cavo in cielo », ed ha introdotto invece la visione di un sistema integrato di trasmissione e commutazione. Ne sono derivati problemi di segnalazione, di istradamento, di procedure per l'interconnessione con la rete esistente, di dimensionamento dei fasci, di ripartizione ottimale fra circuiti preassegnati e su domanda, argomenti tutti che sono stati oggetto di numerosi lavori presentati alla conferenza. A questa categoria di problemi si riferiscono le tre memorie presentate dal CSELT e qui di seguito riportate [1].

Esse traggono origine da un ampio ed approfondito studio di sistema sull'impiego della tecnica dell'accesso multiplo a divisione di tempo eseguito, su commessa della COMSAT, da un consorzio di Ditte, appartenenti al Gruppo IRI-STET, composto dalla SIT-Siemens, dalla Sirti, dalla Telespazio, dalla Italcable e dal CSELT (Centro Studi E Laboratori Telecomunicazioni del Gruppo STET - Torino) quale capo commessa.

Nel testo di tali memorie compaiono numerose sigle, tratte dall'uso della lingua inglese, delle quali, per comodità del lettore non specializzato, si riporta, qui di seguito, il significato:

ELENCO SIGLE

Sigla	Significato
TDMA	accesso multiplo a divisione di tempo (Time Division Multiple Access);
GS	stazione a terra (Ground Station);
PA	circuito preassegnato (da stazione a stazione) (Pre-Assigned);
DA	circuito assegnato su domanda (Demand Assigned);
PA/SP	circuito preassegnato (con variazione lenta dell'assegnazione alle varie stazioni) (PA/Slow Patching);
VD	circuiti a destinazione variabile (stazione di partenza fissa) (Variable Destination);
VD/SP	circuiti a destinazione variabile (con variazione lenta dell'assegnazione) (VD/Slow);
FV	circuiti totalmente variabili (sia come partenza, sia come destinazione) (Fully Variable);
FV/SR	circuiti totalmente variabili con numero minimo di circuiti riservati alla stazione di partenza (FV/Station Reserved);
TC	centro di transito (Transit Centre);
o. m. t.	ora di massimo traffico;
PCM	modulazione di impulsi codificati (Pulse Code Modulation);
MFC	codice multifrequenze (Multy Frequency Code);
TASI	assegnazione temporale con interpolazione della voce (Time Assignment Speech Interpolation);
ATIC	Assegnazione Temporale con Interpolazione di Campioni.

(1166)

[1] Queste tre memorie, presentate alla suddetta « International Conference on Satellite Communications », sono state altresì pubblicate su: *Digital Satellite Communication, IEE Conference Publication* 59. « Publication Dept. » IEE Savoy Place, Londra WC2.

LE TELECOMUNICAZIONI VIA SATELLITE

COME SISTEMA INTEGRATO DI TRASMISSIONE - COMMUTAZIONE A DIVISIONE DI TEMPO

A. DE FLAMMINEIS, A. LOFFREDA (*)

SOMMARIO — Vengono considerati i vantaggi offerti dalla caratteristica di « diffusione » delle trasmissioni via satellite in base alla quale il sistema via satellite è assimilabile ad una rete integrata di trasmissione e commutazione. Sono illustrati anche i diversi modi per attuare l'accesso al satellite su domanda secondo la tecnica a divisione di tempo, dai più semplici ai più elaborati. Particolare riguardo è dato infine alla trattazione dei problemi di commutazione e segnalazione.

1. Introduzione.

Il problema degli investimenti sui collegamenti a lunga distanza è uno dei più importanti per i tecnici che progettano le reti telefoniche e conseguentemente la ricerca di metodi per migliorare l'utilizzazione dei circuiti internazionali ha sempre occupato un posto di primo piano.

Parecchie innovazioni sono state pertanto introdotte nelle apparecchiature di commutazione e segnalazione per aumentare l'utilizzazione dei circuiti nelle reti automatiche, cioè il loro fattore di occupazione sia nelle ore di punta, sia per lunghi periodi.

Già da molti anni l'uso degli istradamenti deviati ha permesso di accrescere notevolmente il valore del fattore di occupazione nell'ora di punta; tuttavia la estensione della teleselezione d'utente alla rete telefonica mondiale implica la ricerca di nuovi sistemi di istradamento per sfruttare in modo vantaggioso le differenze tra le ore di punta dei vari paesi, in modo da aumentare l'utilizzazione a lungo termine dei collegamenti più costosi (bibl. 1).

Recentemente sono stati anche proposti nuovi sistemi di istradamento — noti sotto il nome di procedure statistiche di istradamento (bibl. 2) — e contemporaneamente parecchi Autori (bibl. 3, 4, 5) si sono dedicati allo studio di nuovi metodi di organizzazione della rete — le cosiddette reti simmetriche — sempre allo scopo di aumentare il rapporto tra il fattore di occupazione nell'ora di punta e quello a lungo termine.

Nonostante l'organizzazione gerarchica dell'attuale rete telefonica mondiale, un miglioramento nella utilizzazione dei canali via satellite, ora usati come circuiti punto a punto, è purtuttavia possibile adottando la tecnica della assegnazione dei circuiti su domanda, (DA), sfruttando la fondamentale caratteristica di multidiffusione del satellite stesso, il quale può essere pertanto assimilato ad una rete integrata di trasmissione-commutazione.

(*) Dott. ing. Augusto de Flammineis, dott. ing. Alberto Loffreda del C.S.E.L.T. (Centro Studi E Laboratori Telecomunicazioni del Gruppo STET).

Dattiloscritto pervenuto il 10 febbraio 1970.

2. Metodi di assegnazione dei circuiti su domanda.

I circuiti da assegnare su domanda (DA) possono ottenersi sia modulando altrettante frequenze portanti sia modulando in fasi temporali diverse una frequenza portante unica. Tutte le considerazioni che vengono fatte in questa memoria sono limitate alla tecnica a divisione di tempo, cioè al secondo caso.

Nel caso dell'accesso multiplo a divisione di tempo le apparecchiature radio sul satellite ricevono, in sequenza, da ogni stazione terrena (GS) blocchi di segnali, detti « burst » di stazione, senza sovrapposizioni né tempi morti.

L'intervallo di tempo fra due successive trasmissioni della stessa stazione è detto « periodo di trama », mentre l'insieme dei segnali trasmessi da tutte le stazioni in questo intervallo costituisce « la trama ».

Supponendo di campionare a 8 kHz la banda fonica trasmessa dai circuiti terrestri, il che corrisponde ad un ciclo di campionamento di 125 μ sec, il metodo più intuitivo per realizzare un accesso multiplo a divisione di tempo verso il satellite è quello di suddividere il periodo di trama di 125 μsec tra tutte le stazioni terrene, secondo le effettive necessità di traffico di ognuna. Si tratta del metodo di trasmissione in tempo reale, con frequenza di campionamento pari a quella di Nyquist.

Il numero totale di canali che può essere contenuto in una trama dipende ovviamente dal numero di bit trasmessi da ogni stazione. Con una codificazione ad 8 bit/canale ed un tempo di bit pari a 20 nsec, la capacità del satellite risulta di circa 800 canali. Tuttavia, come si vedrà più avanti, questi non possono essere tutti utilizzati come canali telefonici.

Con il metodo a circuiti preassegnati (PA) ogni stazione dispone di un ben determinato tempo di trasmissione costituito da tanti insiemi di 8 bit, detti « time slots », quanti sono i canali di cui necessita. L'apparecchiatura ricevente è dotata di un circuito porta il quale provvede ad « accettare » o a « rifiutare » i time slots trasmessi da tutte le altre stazioni secondo un programma fisso cioè secondo una maschera di tipo cablato. Questo significa che vi è un'associazione fissa, uno contro uno, tra i time slots trasmessi e quelli

ricevuti da ogni stazione, la quale occupa sempre la stessa posizione nella trama.

Ogni coppia comprende pertanto i canali di « andata » e « ritorno » di un circuito assegnato ad una stazione terrena.

Un metodo semplice che può compensare in parte le variazioni di traffico nelle ore di punta consiste nel modificare il programma di mascheramento (masking program), vale a dire variando la destinazione del canale di « andata » (« patching »). Come nel caso dei circuiti preassegnati, la lunghezza del burst di ogni stazione terrena rimane inalterata, come pure invariata rimane la posizione del burst nella trama. Non sono quindi necessarie complesse operazioni per calcolare il tempo di propagazione fra ogni stazione ed il satellite nelle quali bisogna anche tenere conto delle variazioni di orbita del satellite stesso.

Con il sistema a burst di lunghezza fissa, il posizionamento dei burst di stazione nella trama viene effettuato ad intervalli di tempo alquanto lunghi (in pratica ogni volta che la stazione va in onda); la posizione relativa dei burst è invece costantemente sorvegliata controllando la lunghezza dell'intervallo di tempo (intervallo di guardia) lasciato tra due burst successivi per evitare sovrapposizioni.

Un punto debole del metodo suddetto di utilizzazione del satellite sta nella stretta correlazione fra le funzioni che devono svolgersi simultaneamente, in un breve intervallo di tempo, in tutte le stazioni interessate alla operazione di « patching ». Consideriamo, ad esempio, le stazioni terrestri A, B e C, e supponiamo che un gruppo di time slots trasmesso da A a B nell'istante t_n sia destinato a C nell'istante t_{n+1}; ciò significa che nell'istante t_{n+1} un numero uguale di canali da B verso A rimarrà inattivo o sarà destinato ad un'altra stazione, e che un numero di canali da C verso altre destinazioni sarà ricevuto da A.

Le modifiche al programma cablato del sistema di mascheramento, per effettuare il « patching », possono essere controllate facendo uso dei segnali di gestione della rete (management signals) ed attuate in fasi successive, che, nel loro complesso, possono richiedere alcuni secondi.

Un sistema più flessibile, che tuttavia conserva i vantaggi della lunghezza fissa di burst, è quello che assimila il sistema satellite ad uno stadio di transito a selezione condizionata; nel seguito lo chiameremo « sistema operativo a selezione condizionata ». Esso consiste nell'associare rigidamente ciascun time slot di un burst di stazione ad un time slot in tutti gli altri burst di stazione, vale a dire nel suddividere la trama in sottoinsiemi contenenti time slots di stazioni diverse che possono essere associati fra loro per stabilire collegamenti. Affinché l'assegnazione su domanda dia effettivi vantaggi è necessario che questa suddivisione venga attuata sulla base della matrice di traffico.

A titolo di esempio esaminiamo la possibile utilizzazione di una « trama » composta da 16 time slots, contrassegnati da 1 a 16 e distribuiti come indicato nella tabella 1.

I time slots 1 e 5 che sono rigidamente associati a 6 e 16 rispettivamente, rappresentano un esempio del tutto banale di circuiti preassegnati, rispettivamente tra le stazioni A-B e A-D, che smaltiscono la maggior parte del traffico tra le medesime. Di tutti gli altri time slots, quelli che stanno su una stessa colonna possono essere associati a due a due, chiamata per chiamata, nella combinazione voluta dal traffico.

TABELLA 1

Stazione	Time slots				
A	1	2	3	4	5
B	6	7	8	9	
C		10	11	12	
D		13	14	15	16

Può tuttavia accadere che — pur essendoci un time slot disponibile nel burst trasmesso dalla stazione che origina la chiamata — il corrispondente time slot nella stazione richiesta sia impegnato.

La probabilità di blocchi interni è dunque un inconveniente insito in questa procedura la quale peraltro ha il pregio di arrecare un effettivo miglioramento all'utilizzazione dei circuiti pur facendo uso di apparecchiature niente affatto elaborate. È necessario pertanto che, quando si genera una chiamata, la relativa stazione conosca lo stato di tutti i time slots associabili ai propri nella stazione di destinazione, il che non è comunque un grosso problema, dato che ogni stazione può ottenere, ad opportuni intervalli di tempo, da parte di tutte le altre stazioni, i dati sullo stato di impegno dei circuiti.

Un terzo metodo operativo dei circuiti via satellite, basato anch'esso sull'impiego di burst di lunghezza fissa, presuppone una corrispondenza uno ad uno fra le uscite della stazione terrena e i time slots di « andata ». In base a questo metodo, solo i time slots di « ritorno » vengono commutati per poterli associare con il canale di ritorno del fascio terrestre selezionato. In questo caso non si verificano blocchi interni, tuttavia l'utilizzazione dei circuiti non tocca ancora i limiti massimi ammessi.

Questo traguardo può essere soltanto raggiunto con l'assegnazione su domanda dei time slots di « andata » e « ritorno », vale a dire distribuendo i time slots ad ogni stazione, chiamata per chiamata, secondo le effettive esigenze del traffico. Questa alternativa nella quale le terminazioni di circuiti sono completamente variabili (fully variable destination FV) implica che la posizione nella trama di due o più burst o addirittura di tutti i burst di stazione vari ad ogni nuova chiamata senza disturbare le conversazioni in corso. L'insieme dei time slots deve essere considerato come una rete a riarrangiamento a piena accessibilità, realizzabile solo con apparecchiature di commutazione a divisione di tempo poste presso ogni stazione terrena.

Combinazioni delle varie alternative elencate possono essere adottate fra una stessa coppia o fra coppie diverse di stazioni; tuttavia bisogna tener presente che l'alternativa con circuiti a variabilità piena (fully variable destination) richiede che tutte le stazioni siano dotate di un dispositivo di mascheramento di tipo non cablato giacché deve garantire un buon funzionamento anche nel caso di improvvise variazioni della posizione dei time slots ricevuti nella trama.

3. Tecniche di commutazione.

Per descrivere le tecniche di commutazione adatte ai sistemi con assegnazione su domanda a divisione di tempo, prenderemo in considerazione il caso di una stazione terrena e di una apparecchiatura di commutazione situata presso di essa.

I terminali entranti dell'impianto di commutazione coincidono con i terminali uscenti dei circuiti terrestri; le uscite, a loro volta, costituiscono le entrate a 4 fili verso il sistema radio della stazione terrena, che debbono essere collegati, coppia a coppia, ai circuiti via satellite di andata e ritorno, vale a dire ai time slots trasmessi e ricevuti.

Trascurando qui il sistema operativo con circuiti preassegnati concentriamo la nostra attenzione sui metodi della selezione condizionata, della commutazione dei time slots di ritorno e su quello con canali a destinazione completamente variabile.

Nel caso della selezione condizionata, in linea di principio non è necessario commutare né il canale terrestre di andata né quello di ritorno, giacché essi potrebbero essere associati rigidamente ai time slots corrispondenti.

Purtroppo questo non risulta in pratica possibile a causa degli effetti combinati del tempo di propagazione da stazione a stazione, che è di circa 270 ms, e delle interrelazioni tra selezioni effettuate in stazioni terrene diverse, nel caso di impegni multipli simultanei.

Per spiegare questo punto facciamo riferimento alla tabella 1, supponendo che 2 chiamate siano originate in un breve intervallo di tempo ($\simeq$ 200 ms), una nella stazione A con destinazione B, ed una nella stazione B con destinazione C. Interessando entrambe la stazione B, non possono essere servite con i time slots della stessa colonna di matrice; ciò richiede pertanto che ad ogni chiamata venga trasmessa a tutte le altre stazioni l'informazione di impegno di un determinato canale e che le relative operazioni di commutazione vengano effettuate dopo 270 ms, se non è stata annunciata da altre stazioni una selezione che interferisca con la precedente. In quest'ultimo caso sarà necessario ripetere la selezione (scegliere un altro time slot) e trasmettere una nuova dichiarazione di impegno. Il fatto che i canali terrestri di « andata » debbono poter essere messi in relazione con molti time slots di « ritorno », implica, come si vede, una operazione di commutazione.

Se la centrale di transito posta all'estremità del circuito terrestre fosse in grado di ritardare il processo di commutazione dopo aver trasmesso il segnale di impegno, vale a dire fosse in grado di attendere un segnale di consenso dalla stazione terrena associata e selezionare al momento opportuno, non ci sarebbe bisogno di apparecchiature di commutazione presso la stazione terrena. Le funzioni di selezione differita e di riselezione potrebbero essere facilmente incorporate nei futuri impianti di commutazione o aggiunte a quelli esistenti. In quest'ultimo caso si conserverebbe il vantaggio fondamentale di controllare gli istradamenti nei centri di transito usando le stesse apparecchiature d'istradamento del traffico della rete terrestre. Il canale di « ritorno » richiederebbe solo un'operazione di mascheramento per scegliere un time slot fra quelli contenuti nella relativa colonna della matrice di selezione, in numero pari, al massimo, a quello delle stazioni.

Col metodo della « commutazione dei time slot di ritorno » viceversa non è necessario commutare il canale di « andata » ma solo quello di « ritorno ».

La commutazione dei circuiti può essere realizzata con sistemi a divisione di spazio convenzionale, previa riconversione della sequenza di bit corrispondente ai diversi time slot in un segnale fonico continuo analogico, o a divisione di tempo.

Tali sistemi non sono comunque gli unici adottabili per realizzare una connessione flessibile fra circuiti terrestri e time slots. In virtù anzi della caratteristica digitale dei segnali scambiati tra le stazioni terrene risulterebbe particolarmente adatta la tecnica della commutazione di messaggio a divisione di tempo, o in altri termini, il principio della memorizzazione e ritrasmissione (store and forward) dei segnali inviati sui canali terrestri da e verso il satellite.

Una volta adottata questa tecnica sarebbe opportuno anche valutare la convenienza o meno di memorizzare più campioni dei segnali inoltrati sui fasci terrestri, vale a dire se adottare o no una memoria buffer tra i canali terrestri di « andata » ed i time slots trasmessi. I burst verrebbero così ad essere trasmessi con un periodo pari ad un multiplo dell'intervallo di campionamento di Nyquist.

Il vantaggio principale di questo metodo è rappresentato da una migliore utilizzazione dei canali del satellite, in quanto verrebbe migliorato il rapporto fra il tempo adibito alla trasmissione dei segnali fonici e quello impiegato per l'invio dei segnali di servizio. Per questa ragione il metodo suddetto potrebbe essere particolarmente interessante nel caso di reti via satellite costituite da molte stazioni con pochi canali (reti via satellite per paesi in via di sviluppo v. bibl. 6).

L'uso di memorie buffer, riducendo al minimo le apparecchiature delle stazioni terrene che lavorano a frequenza elevata, concorrerebbe anche ad aumentare la fidatezza e l'economia del sistema. La commutazione di messaggio, in particolare, dovrebbe inoltre permettere una migliore utilizzazione dei circuiti intercontinentali in tutti i casi in cui è apprezzabile il traffico dati e quello del servizio telegrafico, giacché i ritardi ammissibili in questo tipo di traffico possono indubbiamente contribuire al livellamento della distribuzione degli impegni sui circuiti.

L'impiego della commutazione a divisione di tempo di circuito o di messaggio, risulta comunque indispensabile, come già accennato, ove si adotti il sistema ad assegnazione su domanda con destinazione dei circuiti completamente variabile, per attuare i riarrangiamenti della rete di commutazione, cioè per ridistribuire la lunghezza dei burst senza pregiudizio per le chiamate in corso.

Nel caso di collegamento PCM standard fra il centro di transito e la stazione terrena, le apparecchiature di commutazione potrebbero essere convenientemente dislocate presso il centro di transito (CT), predisponendo presso la stazione terrena una semplice memoria buffer per compensare la differenza fra la velocità di trasmissione sui fasci terrestri e su quelli via satellite.

4. Tecniche di segnalazione.

I centri di transito della rete telefonica mondiale scambiano tra loro una grande quantità di segnali per stabilire i collegamenti e per controllare le comunicazioni in corso. Se si considerano i soli circuiti

preassegnati, il sistema via satellite si presenta come un mezzo di trasmissione che non richiede l'imposizione di altri vincoli, relativamente alla segnalazione, oltre a quelli comunemente previsti per la rete terrestre a lunga distanza. Con i sistemi ad assegnazione su domanda le centrali di transito possono ancora considerare la via di trasmissione tra due stazioni terrene come un circuito convenzionale con un lungo tempo di propagazione, purché tutti i segnali vengano trasmessi una volta effettuata la connessione tra i circuiti terrestri e quelli via satellite.

Un segnale di impegno del tipo completamente asservito, come è quello del sistema di segnalazione N. 5 del Comitato Consultivo Internazionale Telegrafico e Telefonico (CCITT), risulta perciò adatto alla trasmissione su circuiti via satellite assegnati su domanda. È bene tuttavia che la trasmissione di segnali continui sia ridotta al minimo, come nel CCITT N. 5, al fine di ridurre i tempi di connessione; questa è la ragione per cui l'uso del codice multifrequenze (M.F.C.) di tipo asservito non è raccomandabile nei collegamenti via satellite.

I sistemi di segnalazione su canale separato, come il CCITT N. 6, possono essere utilizzati, con qualche accorgimento, sia direttamente via satellite sia lungo un cammino quasi associato. Nel primo caso è bene adottare alcune precauzioni al fine di evitare un numero inaccettabile di richieste di ripetizione, il che potrebbe verificarsi ogni qualvolta una stazione terrena non rileva correttamente un messaggio qualsiasi anche se non destinato ad essa.

La suddivisione della trasmissione del messaggio in sottounità, incluse in opportune trame a seconda della destinazione, richiede un'elaborazione supplementare del segnale, ma dovrebbe ridurre entro limiti accettabili i suddetti inconvenienti dovuti al rumore. L'uso di un canale terrestre quasi associato non comporta d'altra parte seri problemi tecnici per cui si può dire che entrambe le tecniche risultano ugualmente adatte.

Oltre ai segnali scambiati tra i CT collegati alle stazioni terrene, la tecnica con assegnazione dei circuiti su domanda richiede segnalazioni supplementari tra le stazioni terrene per controllare il processo di associazione fra time slots e fasci terrestri.

Per far sì che le decisioni relative all'impegno di circuiti ed alle variazioni della lunghezza dei burst, prese nelle diverse stazioni terrene, siano coerenti e non si verifichino sovrapposizioni di burst, è necessario introdurre un tempo di ritardo tra l'istante in cui una decisione è presa e quello in cui viene messa in atto. Inoltre, per poter controllare e prevenire decisioni «incoerenti» occorre introdurre una «disciplina di servizio». Il ritardo deve superare il tempo massimo di propagazione tra due stazioni e gli istanti esatti in cui è possibile procedere a riadattamenti di trama, devono essere riferiti all'orologio del sistema globale.

Seguendo questa procedura, è possibile svolgere simultaneamente in tutte le stazioni terrene un programma operativo comune.

Per ridurre i disturbi entro limiti accettabili si possono inoltre introdurre opportuni codici di segnalazione e procedure di controllo.

5. Riallocazione dei burst.

La riallocazione dei burst è forse l'operazione più delicata dell'assegnazione su domanda di circuiti a terminazioni completamente variabili. Un errore di esecuzione può infatti causare inaccettabili sovrapposizioni di burst per molte o anche per tutte le stazioni e provocare di conseguenza il blocco dell'intero sistema. Tra le varie alternative possibili si dovrebbero considerare solo quelle che garantiscono una efficace protezione contro i rumori e i guasti, anche se la loro applicazione risulta molto costosa. In ogni caso comunque, la scelta dovrebbe essere effettuata solo dopo aver raccolto adeguate informazioni sulla fidatezza del metodo mediante opportune prove pratiche.

6. Apparecchiature di tipo TASI.

L'interpolazione delle conversazioni, basata sull'osservazione che nei collegamenti telefonici il coefficiente di attività della voce per ciascun senso di trasmissione è piuttosto basso (in media compreso tra 0,35 e 0,45) permette di raddoppiare quasi la capacità in canali di un sistema di trasmissione.

Questa procedura, introdotta da anni nelle comunicazioni transoceaniche, con l'uso del TASI (Time Assignment Speech Interpolation), è notevolmente facilitata dalla modulazione digitale, per cui potrebbe essere convenientemente applicata ai collegamenti via satellite. Il sistema ATIC (Assegnazione Temporale con Interpolazione di Campioni) della Sit-Siemens può essere appunto applicato ai campioni codificati della voce.

L'interpolazione delle conversazioni, essendo basata sulla probabilità di attività fonica simultanea (simultaneous voice activity) entro un certo numero di circuiti, non risulta conveniente se predisposta per meno di 24 ÷ 30 canali.

La soluzione ATIC a 30 canali consente di trattare simultaneamente 60 conversazioni.

Quando sono in corso meno di 30 conversazioni ogni canale ATIC resta permanentemente assegnato all'utente che lo ha impegnato. Se invece le conversazioni in corso sono più di 30, i singoli canali ATIC vengono assegnati a diverse comunicazioni, nel corso di una conversazione, a seconda dell'attività fonica degli utenti.

L'ATIC richiede pertanto una rete di commutazione tra circuiti terrestri e time slots, adattabile a seconda dell'attività della voce, e non solo chiamata per chiamata, come nel sistema con destinazione dei circuiti completamente variabile. Esso richiede inoltre un sistema di segnalazione veloce per trasmettere lo stato di attività o meno dei circuiti. Senza entrare nella descrizione dettagliata dell'ATIC, che è oggetto di una memoria a parte, ci limiteremo a sottolineare che l'ATIC non deve essere necessariamente installato in tutte le stazioni terrene della rete via satellite, dato che quelle interessate all'uso dell'ATIC possono disporre di sistemi di trasmissione sia ad interpolazione della voce che di tipo comune. Naturalmente le stazioni dotate solo del sistema ATIC non possono collegarsi con quelle che ne sono sprovviste.

7. Conclusioni.

Nel presente lavoro sono stati messi in evidenza vari problemi relativi all'utilizzazione ottimale del sistema di telecomunicazioni via satellite e sono stati altresì indicati alcuni metodi operativi. La scelta del metodo più conveniente richiede comunque l'analisi di molti aspetti del funzionamento del sistema, quali: fidatezza, durata di vita, caratteristiche di traffico, possibilità di adattamento agli impianti esistenti, ecc.

A seconda delle caratteristiche locali può anche risultare utile adottare combinazioni dei sopraccennati metodi operativi, ad esempio abbinare circuiti preassegnati con altri a lento «patching» o a selezione condizionata, o a semplice destinazione variabile o a terminazioni completamente variabili.

È comunque evidente che, essendo il sistema via satellite assimilabile ad un sistema integrato di commutazione-trasmissione a divisione di tempo, i metodi operativi adottati da stazioni diverse, facenti capo allo stesso satellite, devono essere compatibili tra loro. In particolare è necessario che le procedure di segnalazione e di riallocazione dei burst siano le stesse.

Il lavoro descritto in questa memoria è stato eseguito su contratto della International Telecommunications Satellite Consortium (Intelsat). (1168)

BIBLIOGRAFIA

1) Elldin A., Tange I.: *Long time observation of telephone traffic.* « Tele », n. 1, 1960.

2) Loffreda A., de Flammineis, A.: *Criteri di istradamento e metodi di segnalazione associabili alle moderne tecniche di commutazione.* « Rendiconti della LXIX Riunione Annuale AEI », 1968.

3) Grandjean, C.: *Stratégie d'acheminement des appels dans les réseaux téléphoniques.* « Revue des Télécommunications ITT », n. 3, 1967.

4) Weber, J. H.: *Some traffic characteristics of communications networks with automatic alternate routing.* « BSTJ », marzo 1962.

5) Le Gall P.: *Sur l'écoulement dirigé du trafic dans les grands réseaux téléphonique interurbaines.* « Commutation Electronique », n. 20, gennaio 1968.

6) Schmidt, W. G.: *An efficient TDMA system for use by emerging nations with the Intelsat IV satellite.* « Memoria presentata all'IEEE EASCON Conference, Washington DC, settembre 1968.

PROBLEMI DI TRAFFICO
IN UNA RETE TELEFONICA VIA SATELLITE CON CIRCUITI PREASSEGNATI ED ASSEGNATI SU DOMANDA

ILIO CAPPETTI (*)

SOMMARIO — I problemi di traffico concernenti una rete commutata, via satellite, nascono essenzialmente dalla interdipendenza fra i vari fattori di traffico, i parametri strutturali e le discipline di istradamento del sistema. Nell'articolo si fa un'analisi di queste relazioni. Però, per la soluzione del problema, occorre considerare altresì gli aspetti economici, se l'obiettivo è l'ottimizzazione globale del sistema. Fra i parametri di ottimizzazione essenziali sono i modi di utilizzazione dei circuiti, nonché le politiche tariffarie adottate. Tutti questi aspetti vengono considerati e si perviene a stabilire per ogni matrice di traffico offerto al sistema vari diagrammi che permettono di ricavare, caso per caso, la configurazione ottima del sistema in funzione delle economie, sia in circuiti, sia in affitti.

1. Introduzione

In un sistema TDMA, cioè a divisione di tempo e ad accesso multiplo, via satellite, l'organizzazione della trama del trasponditore assegna un pacchetto (burst) ad ogni stazione a terra (GS = ground station)

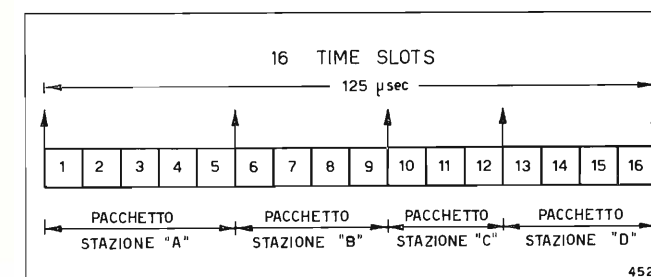



Fig. 1 — Esempio di una trama.

ove, dopo il preambolo, i vari « campioni temporali » (time slots) corrispondono ai vari canali assegnati temporaneamente o rigidamente alla stazione. Nella figura 1 è rappresentato un esempio di tale organizzazione. La realizzazione di un circuito fra due stazioni A e B è allora definita dalla corrispondenza fra un « time slot » del pacchetto di A ed uno del pacchetto di B. Nella figura 2 è appunto contrassegnato un circuito fra le stazioni A e C ottenuto facendo corrispondere un « time slot » di A con uno di C, per realizzare i due canali, rispettivamente « go-channel » e « returnchannel », costituenti il circuito A-C.

Se la corrispondenza fra due canali di due stazioni è fissa nel tempo si ha un circuito preassegnato (PA) se è variabile nel tempo si ha un circuito assegnato su domanda (DA). Anche la lunghezza dei vari « burst », cioè il numero dei canali assegnati nella trama alle singole stazioni può essere fisso o variare nel tempo. Inoltre la variabilità, sia della corrispondenza fra i canali di stazioni diverse, sia della lunghezza dei vari « burst » di stazione, può essere effettuata o ad intervalli fissi di tempo o in tempo reale.

(*) Dott. Ing. Ilio Cappetti del C.S.E.L.T. (Centro Studi E Laboratori Telecomunicazioni del Gruppo STET - Torino).

Dattiloscritto pervenuto il 10 febbraio 1970.

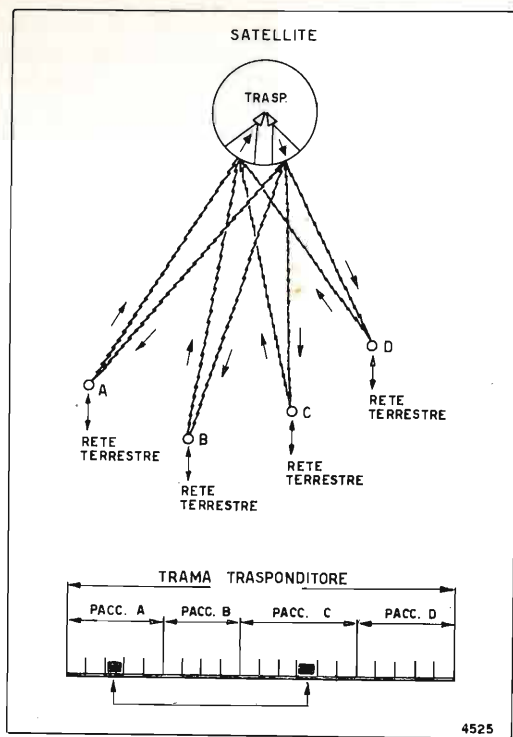



Fig. 2 — Formazione di un circuito A-C, via satellite.

A seconda che le caratteristiche di variabilità nel tempo dei detti parametri sono prefissate od avvengono ad intervalli predeterminati o in tempo reale, si ottengono i vari tipi di circuiti realizzabili, via satellite.

Nella figura 3, prima riga, essendo fissi nel tempo sia la lunghezza dei « burst », sia la corrispondenza dei canali, si hanno i circuiti preassegnati (PA). Se i suddetti elementi variano ad intervalli fissi nel tempo si hanno i circuiti preassegnati a variazione lenta detti PA/SP che sono rappresentati nella riga seconda di detta figura (preassigned slow patching).

Se l'assegnazione dei canali varia in tempo reale in base alla domanda ma le lunghezze dei vari « burst » sono fisse nel tempo si hanno i circuiti su domanda del tipo a destinazione variabile, detti appunto VD, rappresentati nella terza riga. Se la lunghezza dei « burst » non è costante nel tempo, ma varia ad intervalli fissi, si hanno circuiti a destinazione variabile ed assegnazione lenta (VD/SP) rappresentati nella quarta riga.

Se oltre la destinazione dei canali anche la lunghezza dei « burst » varia in tempo reale in base alla domanda si hanno i circuiti FV (fully variable), rappresentati nella riga quinta della figura.

Si può anche ipotizzare che ogni stazione abbia assegnata una lunghezza minima del « burst », per assicurare sempre una disponibilità minima di canali per ciascuna stazione. D'altra parte ogni stazione non potrà impegnare un numero di canali superiore al numero dei canali di accesso fra centro di transito (TC) e GS, cosicché in questo caso viene ad essere definita per ciascuna stazione una lunghezza minima e massima del « burst » relativo, entro cui la lunghezza del « burst » varia in tempo reale in base alla domanda. I canali così assicurati ad ogni stazione, ovviamente definiti solo come numero, non come posizione nella trama, sono detti SR (station reserved), cosicché tale organizzazione viene detta del tipo a circuiti FV/SR ed è rappresentata nella riga sesta della figura 3.

Una rete, via satellite, può essere di tipo omogeneo, cioè costituita da circuiti di un solo tipo, ad es. PA o PA/SP se è preassegnata, o del tipo VD, FV, FV/SR, se è assegnata su domanda.

Il calcolo di una rete omogenea con circuiti PA o con circuiti PA/SP avviene con i normali criteri usati per le reti terrestri, purché nel primo caso i traffici bidirezionali siano quelli corrispondenti della ora di massimo traffico (o.m.t.) di ogni relazione, mentre nel secondo caso si tenga conto della distribuzione del traffico fra le varie relazioni, e ciò per tutte le ore della giornata.

Se si passa a considerare reti omogenee del tipo su domanda occorre considerare anche le perdite introdotte dai collegamenti fra TC e GS. Nel caso di circuiti VD si debbono calcolare i circuiti come due collegamenti in cascata costituiti dal « go-channel » e « return-channel » ed il traffico considerato è quello dell'o.m.t. della stazione, mentre nel caso di circuiti FV si hanno tre collegamenti in cascata e cioè TC-GS; GS-GS; GS-TC ed il riferimento deve essere fatto per l'o.m.t. del satellite (TC = centro di transito).

Si è anche considerato il caso di una rete omogenea del tipo FV/SR intendendo che il traffico viene prima offerto ai circuiti SR della stazione relativa e poi il trabocco ai circuiti FV, comuni a tutte le stazioni. Questo caso dà luogo ad un dimensionamento più generoso del caso con soli circuiti FV, e i due dimensionamenti praticamente coincidono al crescere del traffico specifico offerto ai circuiti SR (1).

Il problema delle reti miste, cioè costituite da circuiti del tipo preassegnato ed assegnato su domanda, verrà trattato nel seguito dell'articolo.

2. Fattori di traffico e parametri di sistema.

Per il traffico un primo fattore è la *caratteristica di distribuzione del traffico* che è offerto ad un sistema via satellite, assegnato su domanda (sistema DA). Se il traffico viene offerto ai circuiti DA come seconda scelta, tale traffico ovviamente non è più del tipo puramente casuale, e quindi il numero dei circuiti DA dovrà essere calcolato in base alla nota teoria del traffico equivalente di Wilkinson (2).

Naturalmente la suddivisione fra circuiti PA e DA, se la prima scelta è stata offerta ad esempio ai circuiti PA, dovrà essere effettuata in base a criteri essenzialmente economici, essendo il rapporto dei costi dei due tipi di circuiti il parametro discriminatore per l'ottimizzazione.

Un secondo fattore da considerarsi è il *tempo medio degli interarrivi*, cioè il tempo medio intercorrente fra due successive chiamate offerte al sistema DA e tale tempo dipende ovviamente dall'intensità e dalle caratteristiche di traffico offerte al sistema. Per non introdurre perdite additive sarebbe necessario che il sistema operasse la riassegnazione dei « burst » alle singole stazioni entro un tempo inferiore a detto intervallo. Si osservi intanto che affinché tale operazione avvenga in tempo reale basta che sia effettuata entro un tempo della stessa grandezza del tempo di ritardo del satellite. Si osservi che tale tempo è dello stesso ordine di grandezza del tempo medio degli interarrivi per un transponditore di 500 ÷ 750 canali, qual è il caso da noi considerato. Se la riassegnazione dei « burst » per ragioni economiche, di dimensionamento o di fidatezza dovesse richiedere tempi più lunghi, nascono ovviamente perdite addizionali, la cui valutazione può eventualmente essere stimata, ricorrendo ad esempio a metodi di simulazione su calcolatore.

Un terzo fattore nasce dal fatto che i circuiti via satellite trasportano un traffico bidirezionale. Per tale motivo si può allora presentare l'eventualità di un *doppio impegno* di uno stesso circuito da parte di due GS. Ciò deriva dal fatto che esiste un tempo non controllato (60 ms per i circuiti terrestri, 300 ms a causa del tempo di ritardo per i circuiti via satellite). Allora per richieste di impegno che si presentano agli estremi di uno stesso circuito, se esse avvengono entro tale tempo, si ha appunto la possibilità di un doppio impegno. Per quanto tale evento risulti 5 volte più probabile per i circuiti via satellite rispetto a quelli terrestri, il fatto non ha dato luogo almeno finora a seri disturbi nell'esercizio dei circuiti del tipo PA. Per i circuiti del tipo DA tale evento risulta ancora più probabile essendo più elevato il coefficiente di impegno dei circuiti, in conseguenza del loro maggior sfruttamento. Ma da considerazioni analitiche svolte risulta che anche in questo caso tale probabilità non si scosta molto da quella del caso PA (3).

Fig. 3 — Costruzione dei vari tipi di circuito via satellite.

(1) CONSEGUENZE DELL'INTRODUZIONE DI CIRCUITI SR.

Consideriamo due soluzioni che comportano ambedue un impiego di circuiti su domanda del tipo FV (quindi comuni a tutte le stazioni). Il traffico offerto a questi circuiti su domanda può essere puramente casuale se il traffico è offerto al sistema DA come prima scelta, può non esserlo se trabocca, ad esempio, da circuiti PA; in ogni caso le caratteristiche di questo traffico offerto si ipotizzano le stesse per le due soluzioni.

La prima soluzione prevede l'impiego di circuiti su domanda del tipo SR, riservati a ciascuna stazione, da cui il traffico trabocca ai circuiti FV, comuni a tutte le stazioni.

La seconda soluzione prevede l'impiego di soli circuiti FV. Il calcolo dei circuiti SR per ogni stazione si ammette che sia condotto con metodi uguali per ciascuna stazione. Il criterio più semplice al riguardo è quello di prefissare un valore medio di traffico offerto per circuito SR, che sia lo stesso per tutte le stazioni e che indicheremo con ϱ.

Riferendosi ad un caso reale di calcolo si è verificato con questa ipotesi che la soluzione SR/FV, rispetto alla soluzione equivalente FV nell'ipotesi di uno stesso traffico offerto presenta una maggiore necessità di circuiti DA, cioè $FV + \sum_i (SR)_i$, che decresce al crescere del parametro ϱ suddetto. Nel caso di $\varrho = 4{,}5$ ad esempio si ha una maggiore necessità pari a circa il 5%, che può essere ritenuta trascurabile.

(2) Secondo la teoria di Wilkinson i circuiti possono essere calcolati assumendo per media a e varianza v del traffico di trabocco i valori:

$$a = A \cdot B\,(N, A)\,;\; v = a\left[1 - a + \frac{A}{N - A + a + 1}\right]$$

ove $B\,(N, A)$ è la quota di trabocco (v. formula di Erlang) del traffico A, offerto a N circuiti.

(3) PROBABILITÀ DEL DOPPIO IMPEGNO

Si consideri un fascio di N circuiti internazionali di tipo bidirezionale. Il traffico bidirezionale offerto a questo fascio sia $A = \lambda T$, essendo λ il coefficiente di nascita e T la durata media di occupazione. Al tempo t siano j i circuiti occupati la cui probabilità è $P(j)$ e consideriamo la probabilità $\lambda\tau/2\,(N - j)$ che, durante il tempo τ un canale libero venga impegnato da un estremo. Poiché j può assumere qualsiasi valore intero fra 0 e $N - 1$, tale probabilità p vale:

$$p = \frac{1}{2}\lambda\tau \sum_{j=0}^{N-1} \frac{P\,(j)}{N - j} = \frac{1}{2}\frac{\tau}{T}\,\mathrm{f}(A)$$

$$\text{ove } \mathrm{f}\,(A) = \frac{\displaystyle\sum_{j=0}^{N-1} \frac{A^{j+1}}{(N - j)\, j!}}{\displaystyle\sum_{j=0}^{N} \frac{A^j}{j!}}$$

e τ è il tempo critico, cioè non controllato.

Affinché si verifichi un doppio impegno, l'evento suddetto deve verificarsi anche dall'altro estremo. A tal fine basta considerare la p per un tempo critico pari a 2τ anziché τ, in quanto la doppia connessione può essere causata da una chiamata che arriva un tempo τ prima o dopo di quella considerata. Indicando con π questa probabilità, si ha: $\pi = \dfrac{\tau}{T} f(A)$.

Poiché per i circuiti via satellite il tempo critico è molto più lungo (~ 300 msec) di quello per i circuiti terrestri (~ 60 msec), la probabilità π_0 che due chiamate sbloccate per doppio impegno, reimpegnino subito dopo lo stesso circuito, può non essere trascurabile. Si può approssimare trattandosi di probabilità condizionale

$$\pi_0 = \sum_{j=0}^{N-1} \frac{P\,(j)}{N - j} = \frac{1}{A}\,\mathrm{f}(A)\,.$$

Introducendo i valori usuali si nota che la probabilità assoluta $\pi \cdot \pi_0$ che si verifichi questo secondo evento risulta trascurabile. D'altra parte la probabilità p per i valori pratici risulta dello stesso ordine di grandezza del caso dei circuiti preassegnati, in quanto dipende dal valore A/N, anziché da A.

Un quarto fattore è costituito dal fatto che in talune soluzioni di sistema è opportuno adottare la *suddivisione in più fasci* del traffico fra TC e GS, essenzialmente per tenere conto delle varie destinazioni e/o dei metodi di segnalazione adottati. Di tale fatto va tenuto il debito conto in sede di calcolo del numero dei circuiti e delle ripartizioni delle perdite fra collegamenti terrestri e via satellite.

Passando ora ad analizzare i vari *parametri di sistema* che hanno una certa influenza sul modo di trattare il traffico offerto ai circuiti, via satellite, essi sono essenzialmente i seguenti:

— procedure di accesso e corrispondenza fra canali terrestri di accesso e « time slots » del « burst »;

— procedure di costituzione, ordinamento ed attività dei « time slots » nel « burst » di stazione;

— procedure di corrispondenza e commutazione dei « time slots » provenienti dalle altre stazioni per il loro inoltro verso la rete terrestre;

— procedure di suddivisione dei vari « time slots » della trama per costituire i singoli « burst » di stazione in base alla domanda.

Alcune di tali procedure hanno scarsa importanza nei riguardi dello smaltimento del traffico, mentre altre possono notevolmente influenzarlo. Ad esempio la tecnica della commutazione dei « time slots » verso le singole stazioni mediante il criterio del mascheramento ed i criteri di corrispondenza fra canali terrestri e « time slots » possono essere semplificati talora notevolmente se si introducono criteri di selezione condizionata e di accessibilità limitata a scapito di introdurre perdite aggiuntive, purché siano compensate su un piano economico generale.

La suddivisione dei vari « time slots » fra le stazioni in base alla domanda può avvenire in tempo reale, ad intervalli discreti di tempo, ecc., può seguire il concetto di distribuire i « time slots » via via liberatisi fra le singole stazioni ovvero assegnarli ad un unico « pool » da cui prelevarli quando necessario ([4]). Occorre inoltre valutare l'opportunità di consentire ad ogni GS di entrare o uscire in qualsiasi momento dalla trama a seconda della necessità.

Tutte queste possibilità ed alternative di procedure per la costituzione e riallocazione dei « burst » di stazione portano a vedere come i parametri del sistema vengano ad influenzare, e talora notevolmente, la capacità di smaltire il traffico offerto. Naturalmente non sarà soltanto il maggior rendimento dei circuiti, e quindi la loro entità numerica, a definire il sistema ottimo, ma anche, e soprattutto, criteri di economicità, di fidatezza, di sicurezza, di semplicità, di mantenibilità, ecc.

3. Problemi di dimensionamento.

a) RETI OMOGENEE.

Alternativa PA — Poiché in questa alternativa vengono adottati solo circuiti PA, il dimensionamento dei singoli fasci della rete avviene coi normali criteri impiegando la formula B di Erlang([5]), assumendo quale perdita $B\ (A,\ N)$ un valore non più alto di 0,03 e considerando i valori di traffico bidirezionale corrispondenti all'o.m.t. di ciascuna relazione. Questa alternativa fornisce un dimensionamento che richiede il massimo numero di circuiti, poiché considera ogni relazione indipendentemente, per cui l'efficienza globale media del sistema risulta piuttosto bassa.

Alternativa PA/SP — Un primo miglioramento nell'efficienza globale si ottiene adottando circuiti del tipo PA/SP. L'aumento dell'efficienza dipende dallo sfasamento delle o.m.t. delle singole relazioni di traffico. Il dimensionamento in questo caso è eseguito valutando ad intervalli regolari (ad es. di ora in ora) i traffici bidirezionali per ogni relazione (perdita = 0,03). Il massimo numero di circuiti così ottenuto per ogni stazione, costituisce il numero di circuiti assegnato alla stazione stessa.

Alternativa VD — Poiché ogni circuito via via assegnato è costituito da due canali in cascata, uno fornito dalla stazione di partenza e l'altro dalla stazione di arrivo, il dimensionamento viene fatto usando la formula di Erlang (perdita B [A, N] = 0,015, considerando i due canali in cascata come indipendenti) valutata per il traffico bidirezionale offerto per ogni relazione nell'o.m.t. di ciascuna stazione.

Alternativa VD/SP — Come nel caso PA/SP, anche i circuiti VD/SP vengono valutati per tutte le ore della giornata e si assume come loro dimensionamento il valore massimo così ottenuto.

Alternativa FV — Mentre nei casi precedenti i circuiti di accesso di ogni stazione erano pari al numero dei canali assegnati sul satellite alla stazione, in questa alternativa essendo i canali FV comuni a tutte le stazioni, occorre tenere conto anche delle perdite introdotte dai canali di accesso fra TC e GS. Poiché ciascuna relazione di traffico è servita da tre fasci in cascata la perdita va suddivisa in 3 parti, ad es. 0,005 per ciascuna delle due tratte di accesso e 0,02 per il tratto in cielo. Anche in questo caso si può usare la formula B di Erlang con riferimento all'o.m.t. del satellite.

([4]) CONSIDERAZIONI SULLA GRANDEZZA DEL « POOL » PER LA RIDISTRIBUZIONE DEI « TIME SLOTS »

Al fine di evitare non necessarie ridistribuzioni dei « time slots » via via liberatisi nei burst delle diverse stazioni, può tornare utile assegnarli in via temporanea ad un unico « pool ».

Sono evidenti i vantaggi ottenibili dall'assegnare a tale « pool » una lunghezza massima, raggiunta la quale i « time slots » liberatisi restano assegnati ai burst delle varie stazioni. Ciò semplifica ovviamente il problema delle riassegnazioni, ma potrebbe causare perdite addizionali, se tale lunghezza non fosse adeguatamente calcolata con criteri statistici di sicurezza. Le perdite addizionali sono dovute a richieste non soddisfatte per quanto vi siano « time slots » liberi nei bursts di alcune stazioni. Il « pool » deve essere dimensionato in modo che anche nel caso peggiore che ad un certo istante tutti i « time slots » liberi siano contenuti nei burst di una sola stazione, sebbene il loro trasferimento al « pool » avvenga uno alla volta, si riesca ugualmente a soddisfare le richieste, che nel frattempo pervengono al sistema, con un desiderato coefficiente di sicurezza statistica.

Con tali considerazioni e per i valori usuali di traffico si è dedotto che la lunghezza di tale « pool » deve essere di almeno 17 ÷ 20 « time slots ».

([5])
$$B\ (A,\ N) = \frac{A^N / N!}{\sum_{K=0}^{N} \frac{A^K}{K!}}$$

TAVOLA I - Valori in ERLANG

o. m. t. GS	GS \ GS		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	1	a		1.26	4.75	24.94	—	14.00	—	3.26	—	87.15
		b		1.26	4.75	24.94	—	14.00	—	3.26	—	81.94
		c		1.26	4.43	24.94	—	12.88	—	3.26	—	77.38
3	2	a	1.26		—	38.12	—	38.12	2.54	1.26	9.65	72.06
		b	1.26		—	1.26	—	38.12	2.54	1.26	9.36	72.06
		c	1.26		—	1.26	—	38.12	2.54	1.26	9.36	72.06
22	3	a	4.75	—		1.26	—	23.09	—	57.67	27.23	618.26
		b	1.64	—		0.04	—	6.22	—	7.09	0.83	618.14
		c	4.43	—		1.26	—	22.69	—	56.54	27.23	383.53
3	4	a	24.94	1.26	1.26		1.26	52.55	6.33	25.87	23.09	112.43
		b	24.94	1.26	1.26		1.22	52.55	6.33	25.87	22.40	112.43
		c	24.94	1.26	1.26		1.22	52.55	6.33	25.87	22.40	112.43
3	5	a	—	—	—	1.26		—	—	2.54	1.26	14.89
		b	—	—	—	1.22		—	—	2.47	1.13	14.88
		c	—	—	—	1.22		—	—	2.47	1.13	14.88
2	6	a	14.00	38.12	23.09	52.55	—		—	32.43	7.97	184.03
		b	14.00	36.98	23.09	50.97	—		—	31.46	6.06	145.91
		c	12.88	38.12	22.69	52.55	—		—	32.43	7.97	179.46
3	7	a	—	2.54	—	6.33	—	—		2.54	2.54	35.27
		b	—	2.54	—	6.33	—	—		2.54	2.54	34.39
		c	—	2.54	—	6.33	—	—		2.54	2.54	34.39
3	8	a	3.26	1.26	57.67	25.87	2.54	32.43	2.54		3.26	153.60
		b	3.26	1.26	56.54	25.87	2.47	32.43	2.54		3.16	152.71
		c	3.26	1.26	56.54	25.87	2.47	32.43	2.54		3.16	152.71
3	9	a	—	9.65	27.23	23.69	1.26	7.97	2.54	3.26		48.95
		b	—	9.36	27.23	22.40	1.13	7.97	2.54	3.16		48.95
		c	—	9.36	27.23	22.40	1.13	7.97	2.54	3.16		48.95
5	10	a	87.15	72.06	618.26	112.43	14.89	184.03	34.39	152.71	48.95	
		b	77.38	72.06	383.83	112.43	14.88	179.46	35.27	153.60	48.95	
		c	77.38	72.06	383.83	112.43	14.88	179.46	34.39	152.71	48.95	

o.m.t. satellite = 3 GMT (Greenwich Mean Time)

b) RETI MISTE.

Poiché le alternative di cui sopra non sono del tipo misto, cioè non fanno uso nello stesso tempo di circuiti preassegnati e assegnati su domanda, non sorgono problemi relativi alla ricerca di un dimensionamento ottimale; la stessa cosa non si verifica nel caso di reti miste dei due tipi PA/FV e PA/VD. D'altra parte queste due alternative non possono essere dimensionate secondo lo stesso criterio economico, poiché l'esercizio dei due tipi di rete può essere condotto secondo principi diversi.

Comunque per tentare un paragone fra le due alternative miste considerate, ci si può limitare a considerare un dimensionamento che abbia come scopo ottimale solo la minimizzazione delle spese per affitto dei circuiti in funzione delle diverse modalità tariffarie adottabili. Ciò è del resto abbastanza realistico in quanto risulta che i costi di esercizio delle apparecchiature a terra possono in prima istanza essere trascurati rispetto alle spese per noli dei circuiti in cielo.

Alternativa PA/VD — In questa alternativa si effettua il dimensionamento introducendo come parametro di ottimizzazione il rapporto k fra l'affitto giornaliero di un canale VD e quello di un canale PA.

Si consideri a tale scopo la stazione i-ma caratterizzata dal traffico bidirezionale A_{ij} con una generica stazione j-ma; si indichi allora con:

$y_{ij}{}^*$ il traffico smaltito dall'ultimo circuito PA del fascio $(i,\ j)$;

N_{ij} il numero dei circuiti PA appartenenti al fascio $(i,\ j)$;

α_i il valore medio del traffico bidirezionale che trabocca dal fascio costituito da N_{ij} circuiti PA;

v_{ij} la varianza di traffico bidirezionale che trabocca dal fascio suddetto;

È chiaro che si deve osservare la condizione di congruenza per i fasci PA, cioè dobbiamo avere $N_{ij} = N_{ji}$, il che implicherebbe $y^*_{ij} = y^*_{ji}$, se $A_{ij} = A_{ji}$.

D'altra parte, poiché i fasci VD sono propri di ogni stazione, è ovvio riferirsi alle ore di massimo traffico delle diverse stazioni piuttosto che a quella del satellite; e questo, come conseguenza del possibile

spostamento dell'ora di punta delle varie relazioni, implica generalmente che $A_{ij} \neq A_{ji}$, cosicché $y^*_{ij} \neq y_{ji}^*$. In altre parole, il dimensionamento ottimale riguardante le diverse stazioni considerate singolarmente si deve ottenere prima di introdurre il controllo della congruenza ($N_{ij} = N_{ji}$).

La procedura adottata è la seguente:

— Una volta stabilito il valore di k, si sono calcolati per ogni stazione e al variare del parametro y^* il numero N_{ij} dei circuiti PA e le caratteristiche α_{ij} e v_{ij} del traffico di trabocco sulla base delle particelle di traffico bidirezionale verso le altre stazioni.

— Successivamente si è calcolato il numero N_{i0} dei canali costituenti il fascio VD secondo la teoria del traffico equivalente di Wilkinson.

In questo modo per ogni valore di y^* si sono ricavati sia i dimensionamenti dei fasci N_{ij} e N_{i0} sia i corrispondenti costi per affitto.

Usando una procedura passo passo si è trovato sul calcolatore il dimensionamento che realizza il costo minimo per ogni stazione. Poiché in generale tale dimensionamento non soddisfa le condizioni di congruenza, ne è stata fatta la media secondo la relazione seguente (6):

$$\overline{N}_{ij} = \overline{N}_{ji} = \frac{N_{ij}\, N_{i0} + N_{ji}\, N_{j0}}{N_{j0} + N_{j0}}$$

Infine, si sono calcolati per ogni stazione idimensionamenti finali $\overline{N}_{i0}$ dei vari fasci VD, assumendo una perdita di 0,015.

Alternativa PA/FV — Si possono pensare due diverse procedure di tariffazione: una basata su tempo effettivo di occupazione dei canali FV e l'altra sull'affitto giornaliero degli stessi.

Il secondo caso, che chiameremo alternativa PA/FV*, è simile all'alternativa PA/VD, con la differenza che le particelle di traffico si riferiscono all'o.m.t. del satellite, e il parametro di costo k^* indica il rapporto fra gli affitti giornalieri dei canali FV e PA. In questo caso si può raggiungere l'ottimo variando il valore y^*, unico per tutte le stazioni, e le relazioni di congruenza risultano automaticamente soddisfatte.

Nel primo caso, che indicheremo come alternativa PA/FV, si deve tenere conto di tutte le particelle di traffico offerte durante le varie ore del giorno e occorre cercare l'ottimo per ogni valore de parametro di costo R, considerato qui come il rapporto fra un minuto di occupazione del canale FV e l'affitto giornaliero di un canale PA.

La procedura di ottimizzazione viene ottenuta passo passo, esaminando i diversi risultati del dimensionamento e calcolando il costo giornaliero per ognuno di essi.

(6) Introducendo il suddetto metodo per soddisfare le relazioni di congruenza si ottiene un aumento di pochi % rispetto al dimensionamento ottimo di ogni stazione considerata indipendente (ciò si è verificato per alcuni casi reali). Ne consegue che il metodo adottato può essere usato per scopi pratici.

I metodi di dimensionamento adottati per i casi esaminati sono riepilogati nella figura 4.

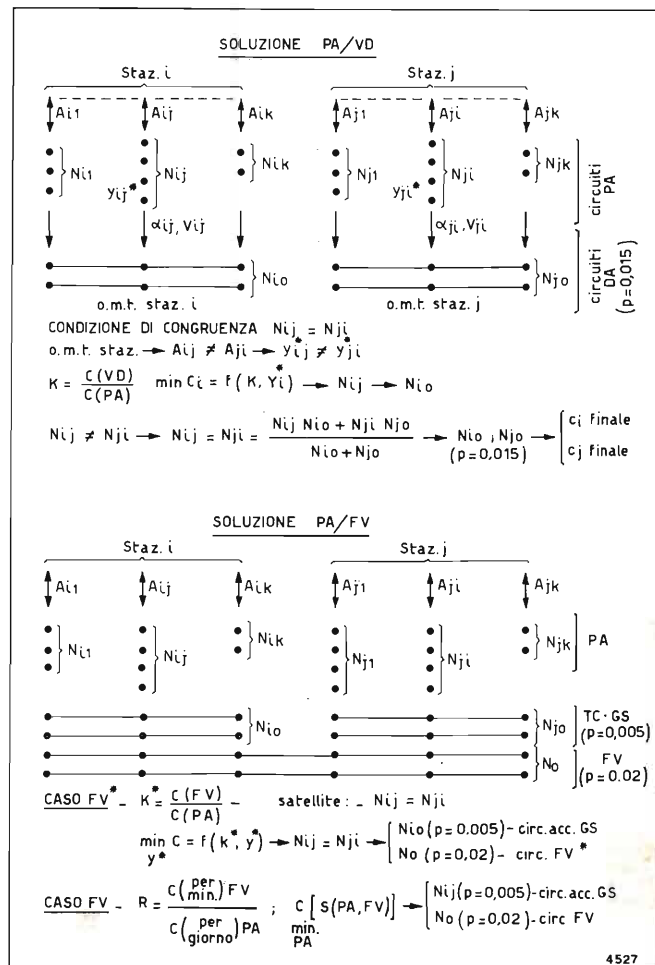



Fig. 4 — Sinossi di calcolo per i vari tipi di rete via satellite.

4. Esempio.

Per dare un esempio in termini qualitativi piuttosto che quantitativi si è eseguito un dimensionamento con riferimento all'ipotetica matrice di traffico indicata nella tavola 1 per 10 stazioni a terra (G.S.). In questa matrice sono riportati i valori delle ore di massimo traffico per ogni relazione (a), ogni stazione (b) e per il satellite (c).

Sulla base di tali dati ipotetici, si è dimensionata una rete per le varie alternative riportate nei precedenti paragrafia ottenendo i seguenti risultati.

Reti di tipo omogeneo. I risultati sono riassunti nella tavola II:

TAVOLA II - Reti di tipo omogeneo

Tipi di rete	Canali necessari	Risparmi % in circuiti
PA	3896	0
PA/SP	3662	5.5
VD	3190	18.4
VD/SP	3050	21.5
FV	2892	25.9

Reti di tipo misto. Si sono considerati tre tipi di rete, PA/VD, PA/FV- e PA/FV. Il loro dimensionamento è stato realizzato seguendo i procedimenti di cui sopra.

I risultati sono compendiati nel diagramma di figura 5 nel senso che le curve a segno continuo forniscono, per le diverse alternative al variare dei rapporti di tariffa k, k^* e R sia il risparmio ottenibile nei noli, sia il risparmio in canali. Tali risparmi sono riferiti in percentuali rispetto al dimensionamento secondo l'alternativa PA, che si è assunta come riferimento.

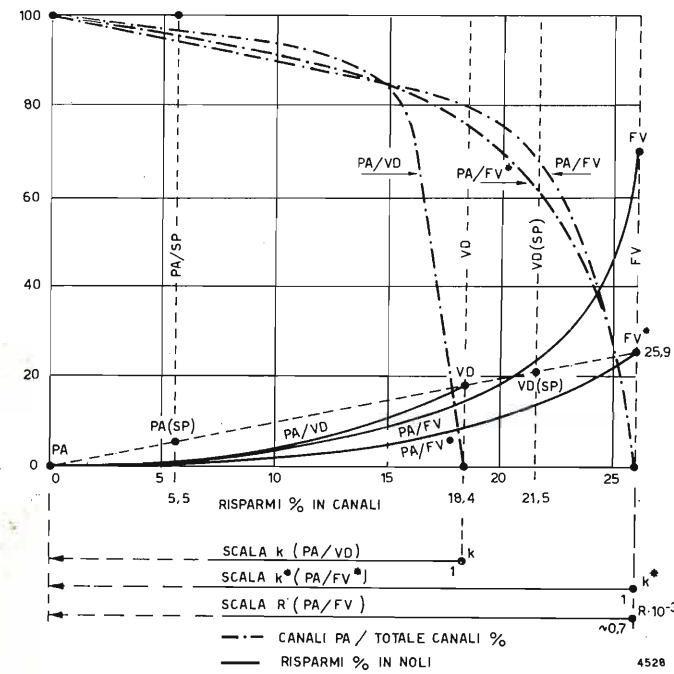



Fig. 5 — Risparmi percentuali in noli o in circuiti per i vari tipi di rete.

Inoltre abbiamo anche riprodotto, per le varie alternative, le curve (a punto e tratto) che forniscono i rapporti fra i canali PA e i canali totali, in funzione dei risparmi % nei circuiti o noli rispetto la soluzione PA.

Si deve tener presente che detto diagramma ha scopo puramente indicativo, poiché sono stati calcolati solo pochi punti delle curve.

5. Conclusioni.

Un tale diagramma, sviluppato per ogni area del satellite permette di scegliere la politica da adottare se si vuole ottenere un certo risparmio in canali (imposto per esempio da ragioni di saturazione del satellite) oppure un risparmio nei noli (consigliato ad esempio da ragioni commerciali).

Si deve comunque osservare che un risparmio nei canali implica sempre un determinato risparmio nei noli, e viceversa, a seconda dell'alternativa usata.

A seconda dell'alternativa di sistema e delle modalità di tariffazione adottate, un determinato valore dei rapporti tariffari k, k^* o R corrisponde ad ogni risparmio nei noli o nei canali. È così possibile graduare il diagramma di figura 5 riportando sulle ascisse i valori corrispondenti delle scale k, k^* e R. Tali scale non sono state riportate nel diagramma essendo, come già si è detto, troppo pochi i punti calcolati, ma si può osservare che tali scale seguono una legge non lineare, assumendo k e k^* il valore 1 nei punti corrispondenti alle soluzioni rispettive VD e FV*, mentre R assume approssimativamente il valore 0,0007, in corrispondenza della soluzione FV ed i tre parametri vanno crescendo da destra verso sinistra.

In conclusione pensiamo che la costruzione dei detti diagrammi per i successivi anni di vita di un satellite offre uno strumento pratico per fare la migliore scelta sia fra i diversi modi di esercizio del satellite, sia fra le diverse politiche tariffarie adottabili.

Desidero esprimere i più vivi ringraziamenti agli ingegneri Cesare Mossotto, Francesco Motolese, Paolo Oberto, Alberto Tonietti e Alberto Tosalli per il contributo dato al presente studio.

Il lavoro descritto in questa memoria è stato eseguito su commessa dell'International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT).

(1167)

BIBLIOGRAFIA

1) BRETSCHNEIDER G.: *The calculation of groups of lines for overflow traffic in automatic telephone networks.* « N.T. . » n. 9 pagg. 533 ÷ 540 (in German).

2) WILKINSON R. J.: *Theories for toll traffic engineering in the U.S.A.* . « B.S.T.J. » n. 35, 1956 pagg. 421 ÷ 514.

SIMULAZIONE DI UNA RETE TELEFONICA
VIA SATELLITE CON CIRCUITI PREASSEGNATI ED ASSEGNATI SU DOMANDA

F. MANUCCI - A. TONIETTI

SOMMARIO — Si presentano due metodi di valutazione delle prestazioni di una rete di comunicazione via satellite, uno basato sulla simulazione di una catena di Markov in tempo discreto, l'altro utilizzante un modello biparametrico del traffico. Paragonando i risultati numerici risulta che la precisione fornita dal metodo analitico è in pratica sufficiente finchè la rete non presenti un numero di scelte di istradamento superiore a due. In caso contrario le simulazioni restano finora gli unici strumenti di indagine.

1. Introduzione.

Dal punto di vista del traffico un sistema di telecomunicazioni via satellite presenta gli stessi problemi di una rete terrestre.

Il primo problema è il dimensionamento ottimale del sistema considerando gli aspetti economici ed operazionali relativi alla struttura della rete di comunicazioni.

Il secondo problema riguarda la determinazione delle prestazioni della rete in funzione del traffico offerto.

Quest'ultimo aspetto è importante dal momento che, nel dimensionare il sistema, la complessità dei problemi richiede generalmente l'introduzione di approssimazioni sul comportamento della rete, per cui in seguito sarà necessario controllare più accuratamente la corrispondenza tra il sistema ed i dati di progetto.

In questo modo si possono anche valutare le effettive prestazioni della rete sotto condizioni di carico differenti da quelle di progetto, dovute ad esempio ad incrementi di traffico fra tutte o alcune coppie di nodi.

Nel caso di comunicazioni via satellite la valutazione delle prestazioni della rete è particolarmente importante per il fatto che il dimensionamento della rete dipende in larga misura dalle decisioni prese dalle Amministrazioni dei Paesi interessati.

È dunque necessario controllare che il dimensionamento della rete definito riunendo molte decisioni indipendenti, corrisponda alle prestazioni richieste.

Questo studio tratta dei metodi di valutazione delle prestazioni di una rete di comunicazioni via satellite: data la struttura delle connessioni, la consistenza dei fasci, il traffico offerto da punto a punto, si vogliono determinare le probabilità di perdita per congestione sui singoli fasci e tra ciascuna coppia di nodi.

Per questo scopo si possono usare due metodi: simulazioni e metodi analitici.

I metodi di simulazione, generando traffico artificiale, riproducono su di un calcolatore elettronico, il comportamento delle reti telefoniche. Questi metodi spesso appaiono attraenti per la loro estrema flessibilità. Infatti qualsiasi sistema telefonico (per quanto grande e complesso sia) può essere studiato per mezzo di simulazioni sviluppando un modello che consideri tutti i parametri significativi del sistema.

I metodi di simulazione più generali (metodi sincroni) non richiedono l'introduzione di alcuna approssimazione, ma non sempre sono di uso pratico per il notevole impegno di tempo del calcolatore. Generalmente quindi sono preferiti i metodi di simulazione basati sulle catene di Markov in tempo discreto.

Questi ultimi metodi (vedi sezione 3.1) richiedono l'introduzione di alcune ipotesi sul tipo di traffico offerto, ma permettono di definire la struttura del sistema senza notevoli restrizioni. Il tempo di impegno del calcolatore resta ancora ragguardevole e dipende sostanzialmente dalla precisione richiesta per i risultati e dalle dimensioni del sistema (in termini di numero totale di circuiti e traffico totale) più che dalla complessità della rete (numero di istradamenti successivi e numero totale dei fasci). Dal punto di vista del costo, questo fatto impone serie limitazioni al numero di sperimentazioni eseguibili su diverse configurazioni di rete e sotto varie condizioni di carico. Poiché la precisione delle stime delle probabilità di perdita per congestione da punto a punto dipende dal numero di chiamate lanciate tra ogni coppia di nodi, ne viene che per coppie di nodi che hanno traffico relativamente basso, la precisione è generalmente insufficiente, mentre è soddisfacente per coppie di nodi con alto traffico.

Contrariamente alle simulazioni, i metodi analitici richiedono la determinazione di modelli relativamente semplici, la cui applicazione rende quindi necessaria l'adozione di approssimazioni notevoli.

Dal momento che queste approssimazioni riguardano essenzialmente la natura e la determinazione dei traffici offerti ai vari fasci (vedi paragrafo 4), la loro influenza diventa tanto più grande quanto più complesso è il sistema (in termini di numero di istradamenti successivi e numero di fasci in cascata).

L'influenza delle approssimazioni introdotte in questo caso, può essere stabilita solo se ci si riferisce a metodi più precisi e quindi alle simulazioni.

D'altra parte il tempo di impegno del calcolatore richiesto da un metodo analitico è veramente esiguo rispetto a quello richiesto dalle simulazioni.

In breve, se si trascurano gli aspetti economici preoccupandoci solo della precisione dei risultati, indubbiamente le simulazioni sono preferibili, però, dal momento che i sistemi di comunicazioni via satellite sono caratterizzati da grandi dimensioni (traffico totale superiore ai 1000 erlang) e da una struttura relativamente semplice (2 o 3 vie di istradamento successive con al massimo 2 o 3 fasci in cascata) ci si può chiedere se è realmente necessario usare mezzi così complessi e costosi come le simulazioni.

Per rispondere a questa domanda, è stato considerato il caso di una rete di comunicazioni via satellite con tre tipi di circuiti (vedi paragrafo 2). Questa rete è stata prima simulata analizzando la relativa catena Markoviana in tempo discreto (paragrafo 3) poi esaminata mediante un metodo analitico basato su un modello di traffico a 2 parametri (paragrafo 4).

L'applicazione di entrambi i metodi ad un modello con dimensioni reali fornisce i risultati riportati in sezione 5, che contiene anche le conclusioni.

(*) Dott. ing. Franco Manucci e dott. ing. Alberto Tonietti del CSELT (Centro Studi E Laboratori Telecomunicazioni del Gruppo STET - Torino).

Dattiloscritto pervenuto il 10 febbraio 1970.

2. Struttura della rete.

La rete esaminata è progettata per unire i centri di transito (TC) delle diverse nazioni.

Poiché non tutti i TC hanno una loro stazione a terra (GS), le comunicazioni vengono, come regola generale, istradate verso i TC di più alto livello e da questi, attraverso la relativa GS, accedono ai fasci sul satellite. I fasci terrestri da TC a TC non interessano il nostro studio.

Il fascio TC-GS, essendo un segmento del collegamento via satellite, sarà trattato come causa di perdita.

La rete studiata prevede tre tipi di fasci:

1 - circuiti preassegnati (PA);

2 - circuiti a destinazione variabile (VD);

3 - circuiti completamente variabili (FV).

I *circuiti preassegnati* uniscono direttamente centri di transito in differenti nazioni e sono pertanto dimensionati per operare tra punti fissi e ben definiti.

I *circuiti a destinazione variabile* sono permanentemente assegnati a una specifica stazione a terra (GS) che li usa per i collegamenti verso tutte le altre stazioni. Ogni canale cioè è sempre assegnato alla stessa stazione come punto di partenza, ma il suo punto di arrivo può essere una qualsiasi altra stazione.

Un circuito bidirezionale di questo tipo richiederà 2 canali, ognuno dei quali apparterrà al gruppo di canali a disposizione rispettivamente della stazione di origine e della stazione di destinazione.

Poiché, in questo caso, il fascio TC-GS è prolungato rigidamente alle tratte in cielo e quindi deve essere considerato come un unico segmento, le perdite o il trabocco si hanno solo su due fasci, che devono essere considerati come in cascata.

I *circuiti completamente variabili* sono quelli le cui due estremità possono entrambe terminare su qualsiasi GS e sono quindi disponibili per qualsiasi collegamento. Ogni GS però non ha un accesso illimitato a tutti questi circuiti ma dispone di un certo numero di canali di accesso ai circuiti pienamente variabili sul satellite. In questo caso la perdita o il trabocco possono avvenire su tre segmenti in cascata: uno in corrispondenza della GS di origine, uno sul satellite e l'ultimo in corrispondenza della GS di destinazione.

Si deve osservare che, in presenza di più fasci pienamente variabili, ciascuno di questi individua una rete che può essere considerata separatamente dalle altre. Infatti ogni fascio ha alcuni fasci terrestri a propria disposizione e non vi è possibilità di trabocco da una rete all'altra. Ne segue che, se una data area è servita da molti fasci assegnati su domanda, l'intera rete composta da fasci preassegnati ed assegnati su domanda potrebbe essere divisa in varie reti indipendenti caratterizzate da un unico sistema di assegnazione su domanda.

In tutte le considerazioni di traffico e particolarmente per la valutazione della probabilità di perdita, dette reti possono essere studiate separatamente, senza introdurre approssimazioni.

Per istradare il traffico si possono usare, in teoria, tre successive scelte in qualsiasi ordine tra questi tre tipi di circuiti.

Si è supposto puramente casuale (poissoniano) e bidirezionale il traffico offerto ad ogni coppia di nodi.

3. Il metodo di simulazione.

3.1 Generalità.

Il metodo descritto qui di seguito è basato sul principio, dimostrato la prima volta da Kosten e Jensen (bibl. 2), per cui il processo stocastico del traffico può essere trattato mediante simulazione di una catena di Markov in tempo discreto. La semplificazione fondamentale introdotta rispetto ai metodi più generali di simulazione è nel fatto che non è necessario riferirsi ad un modello sincrono ma è sufficiente esaminare solamente i cambiamenti di stato.

Questo metodo richiede la validità delle due sole ipotesi seguenti:

— i tempi di interarrivo sono distribuiti secondo la legge esponenziale negativa (nel caso più generale questa può dipendere dallo stato del sistema, come ad esempio nel processo di Bernouilli);

— i tempi di occupazione sono mutuamente indipendenti, indipendenti dallo stato del sistema e distribuiti secondo la legge esponenziale negativa.

I cambiamenti di stato sono provocati usando numeri pseudo casuali distribuiti rettangolarmente e dividendo il rango di questi in parti proporzionali alla probabilità di transizione.

In questo caso il rango dei numeri pseudo casuali è diviso in due parti, una proporzionale al traffico totale offerto (corrispondente alle probabilità di nascita di una chiamata), l'altra proporzionale al numero di circuiti *occupati* all'atto dell'estrazione (corrispondente alle probabilità di morte di una conversazione).

Le probabilità che ad ogni estrazione si verifichi una nascita od una morte dipendono dallo stato del sistema e pertanto variano ad ogni estrazione.

Non sono generati i tentativi di morte, come richiederebbe il metodo di Jensen (bibl. 2) (la zona corrispondente alle morti dovrebbe essere proporzionale al numero *totale* dei circuiti).

Il metodo qui adottato ha semplificato la determinazione del modello poiché ora è necessario solo ricordare quanti e non quali circuiti sono occupati in ciascun fascio all'atto di ogni estrazione.

Dall'esito delle chiamate lanciate discende una stima della congestione in chiamate nelle varie direzioni e sui vari fasci. Questo valore è dato dal rap-

porto tra il numero di chiamate perdute ed il numero delle chiamate lanciate.

La simulazione può anche dare una stima della congestione in tempo, cioè dell'intervallo di tempo durante il quale tutti i circuiti di un fascio sono occupati.

La congestione in tempo di un fascio coincide con la probabilità di perdita incontrata su di esso da quei rivoli di traffico che gli vengono offerti in prima scelta.

Per la determinazione della congestione in tempo è necessario osservare lo stato di congestione dei fasci ad istanti casuali, per cui, per evitare errori sistematici, l'evento « campionamento » deve essere pilotato con un parametro uniformemente distribuito nel tempo.

Il solo parametro che soddisfa a questo requisito è il numero di chiamate (nascite). Infatti il numero delle « morti » dipende ogni volta dal numero di circuiti occupati, d'altra parte il numero di chiamate è sempre proporzionale al traffico, che è costante.

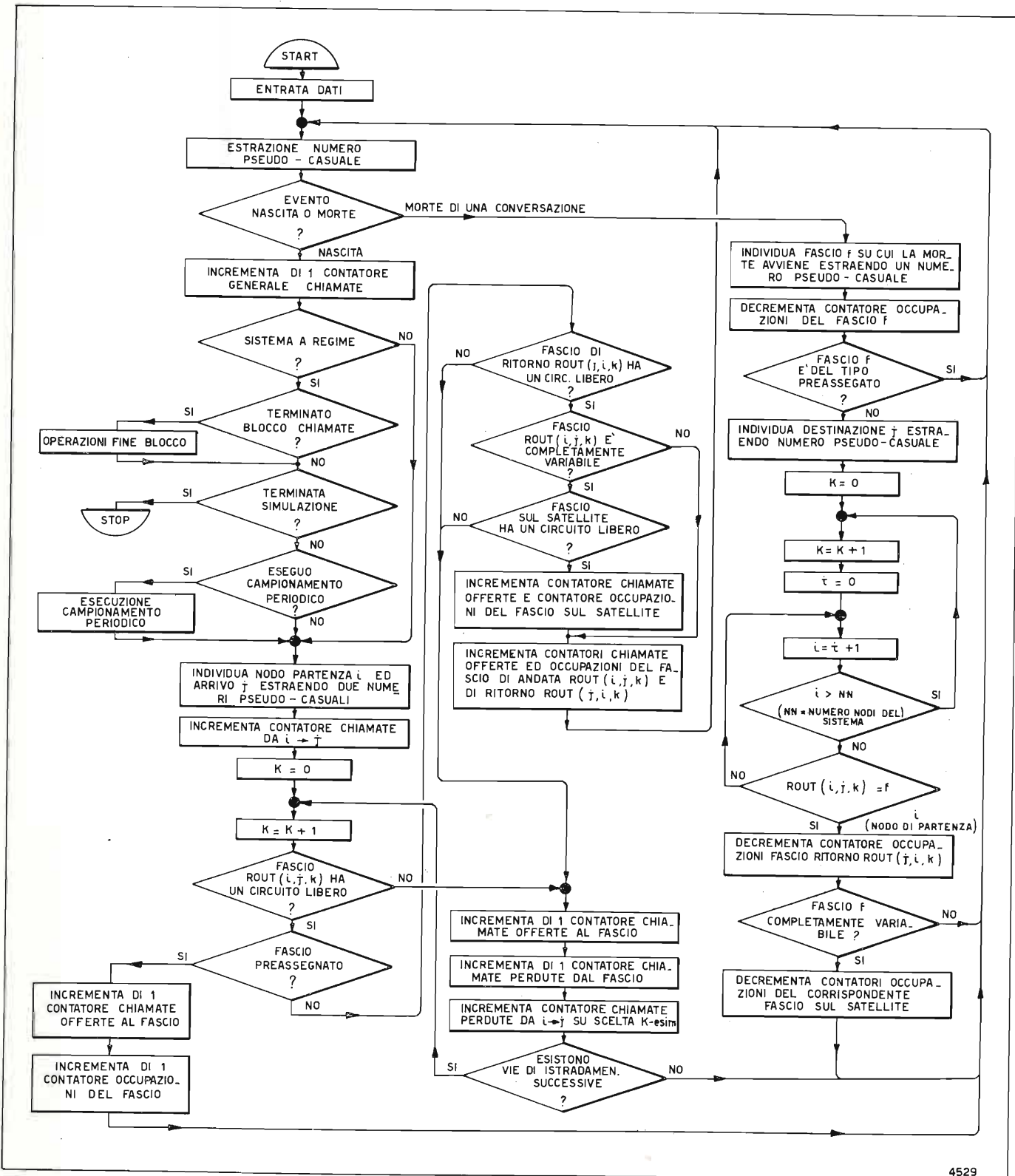



Fig. 1. — Diagramma di flusso del programma di simulazione.

3.2. Descrizione del programma di simulazione.

La geometria del sistema può essere descritta con una matrice ROUT (i, j, k) dove i indica il nodo di partenza, j il nodo di arrivo, k il numero d'ordine dell'istradamento: gli elementi di questa matrice sono gli indicativi dei fasci per collegare i a j in prima, seconda, terza scelta.

La descrizione delle differenti fasi della simulazione data sotto, può anche essere desunta dal diagramma di flusso (fig. 1).

Periodo transitorio. Prima dell'inizio della simulazione vera e propria, il sistema è portato a regime lanciando un certo numero di chiamate.

Campionamento periodico. Durante la simulazione lo stato di tutti i fasci viene periodicamente esaminato. Lo stato di congestione rilevato su di un qualsiasi fascio provoca l'incremento di una unità della corrispondente posizione in un certo vettore, che fornirà gli elementi per la stima della congestione in tempo.

Blocchi di chiamate. L'elaborazione statistica dei risultati della simulazione richiede la suddivisione in blocchi del numero totale di chiamate.

Nascita di una chiamata. Un primo generatore di numeri pseudo-casuali è necessario per discriminare gli eventi « nascita di una chiamata » e « morte di una conversazione ». La nascita di una chiamata richiede la determinazione e del nodo di origine e del nodo di arrivo: sono quindi estratti altri due numeri pseudo-casuali. Noti il nodo di origine i e di destinazione j, l'indicativo del fascio interessato è dato dall'elemento (i, j, k) della matrice ROUT.

Chiamata a buon fine. Se il fascio ha almeno un circuito libero ed è del tipo preassegnato si deve solo incrementare di 1 la corrispondente posizione dei vettori contatori di occupazioni e di chiamate offerte e tornare all'estrazione di un nuovo numero pseudo-casuale. Se il fascio interessato è del tipo assegnato su domanda, prima di impegnarlo, deve essere individuato un fascio di ritorno con almeno un circuito libero. Se infine il fascio è di accesso terreno ai circuiti pienamente variabili, per prima cosa si esamina lo stato di questi ultimi. Se ne esiste almeno uno libero, ed anche il fascio di ritorno il cui indicativo è ROUT (j, i, k) ha almeno un circuito libero, la chiamata va a buon fine.

Chiamata perduta. Se una chiamata da i verso j trova il suo fascio di prima scelta in congestione, viene offerta al fascio di seconda scelta (se esistono scelte alternative), quindi alla terza. Se tutti questi fasci sono in congestione la chiamata va perduta. Si deve osservare che su collegamenti costituiti da 2 o più segmenti in cascata una chiamata può andare perduta su uno qualsiasi di questi segmenti. In ogni caso la perdita (e la chiamata) è attribuita solo al segmento che l'ha provocata.

Morte di una conversazione. Quando si presenta l'evento « morte », per individuare il fascio su cui la « morte » avviene, è estratto un numero pseudo-casuale. Se il fascio è del tipo preassegnato è sufficiente decrementare di 1 la corrispondente posizione nel vettore occupazioni. In caso contrario bisogna ricostruire tutto il collegamento individuando quale era il fascio impegnato come ritorno. Estraendo un numero pseudo-casuale viene determinato il nodo di arrivo j interessato. Noti j e l'indicativo del fascio, dalla matrice ROUT (i, j, k) si risale al nodo di partenza i semplicemente ricercando in quale riga della matrice, in corrispondenza delle k colonne j compare tale indicativo.

4. Metodo analitico.

4.1. Generalità.

Come già detto nel paragrafo 1, i metodi analitici richiedono l'impostazione di modelli piuttosto semplici. Il loro uso nello studio di reti reali dipende perciò dall'introduzione di opportune ipotesi semplificatrici.

Il metodo analitico qui considerato è basato su un modello biparametrico del traffico, proposto per la prima volta da Wilkinson (bibl. 3). Oltre alla precedente il metodo richiede alcune altre ipotesi che verranno presentate nel seguito. Ovviamente il numero e l'importanza di queste approssimazioni dipendono dalla complessità della rete in studio. Dal momento che tale complessità è anche funzione del numero di scelte d'istradamento, si è preferito studiare anzitutto un sistema comprendente solo due scelte e dedurre dal paragone coi risultati della simulazione se fosse o no opportuno estendere il metodo a reti di struttura più generale.

Tra le varie alternative la più interessante da studiare è parsa la PA/FV che considera:

— una prima, possibile, scelta fornita da fasci di circuiti preassegnati.

— una seconda ed ultima scelta ottenuta per mezzo di circuiti a domanda pienamente variabile, coi corrispondenti canali d'accesso terreno.

Nel seguito di questo paragrafo tratteremo solo questa alternativa. Una rete PA/VD può essere facilmente ricondotta al caso considerato purché si trascuri il fascio FV dei circuiti pienamente variabili sul satellite. Infatti nel caso dei circuiti a destinazione variabile c'è una corrispondenza fissa tra canali di accesso terreno e circuiti sul satellite.

4.2 Assegnazione del traffico.

Nel metodo analitico considerato il traffico offerto a ciascun fascio è caratterizzato dalla media e dalla varianza della distribuzione delle chiamate in arrivo.

Si parte perciò dalle particelle di traffico bidirezionale A_{ij} offerte tra ciascuna coppia (i, j) di TC e si determina la media a_{ij} e la varianza v_{ij} del traffico che trabocca da ogni fascio di prima scelta (composto di n_{ij} circuiti preassegnati).

Il traffico totale offerto al fascio di accesso terreno di ogni GS (g) è dato dalla somma di tutti i trabocchi di quei TC che appartengono alla GS considerata (cioè $i \in I_g$). Detto traffico sarà pertanto caratterizzato da una media ed una varianza date dalle seguenti relazioni:

$$[1] \qquad a_g = \sum_{i \in I_g} \sum_{j \neq i} a_{ij} \quad , \qquad v_g = \sum_{i \in I_g} \sum_{j \neq i} v_{ij} \quad .$$

Il traffico totale offerto al fascio a domanda sul satellite è analogamente costituito da tutte le particelle di traffico che traboccano dai circuiti preassegnati. Tenendo conto che i traffici A_{ij} sono bidirezionali e dunque che i trabocchi α_{ij} compaiono sia in relazione al TC i che a quello j ($\alpha_{ij} = \alpha_{ji}$), la media a e la varianza v del traffico offerto al fascio sul satellite sono dati da:

$$[2] \qquad a = \tfrac{1}{2} \sum_{i} \sum_{j \neq i} \alpha_{ij} \quad , \quad v = \tfrac{1}{2} \sum_{i} \sum_{j \neq i} v_{ij} .$$

È importante notare che le espressioni [1] e [2] sono approssimate, nel senso che non tengono conto delle perdite incontrate da ciascuna particella di traffico sui vari fasci che formano lo stadio di seconda scelta. Cioè, nel metodo analitico considerato, sono trascurati i seguenti fenomeni:

— il traffico perduto da un fascio non è realmente offerto ai fasci successivi;

— le chiamate perdute su un fascio liberano immediatamente anche i fasci precedenti (si considera trascurabile il tempo di occupazione degli organi proprio di queste chiamate).

4.3. Perdite punto-punto.

Conosciuto il traffico (a, v) offerto ad un determinato fascio di n circuiti, la teoria del « traffico equivalente » (bibl. 3) fornisce la corrispondente congestione in chiamate B_c del fascio. Tale teoria consente di determinare il traffico causale equivalente A^* che offerto ad un fascio di S circuiti, origina un trabocco con le desiderate caratteristiche a e v. È possibile ora considerare il traffico perduto dal fascio di n circuiti come perduto da un fascio fittizio di $S + n$ circuiti, cui venga offerto il traffico A^*.

La perdita B_c (come rapporto tra il traffico perduto e quello offerto) fornisce la perdita media incontrata dal traffico totale (a, v) offerto al fascio. Tuttavia per determinare in modo preciso le perdite punto a punto, occorre calcolare la perdita B' incontrata sul fascio in esame da ogni particella di traffico (a', v'). Generalmente B' differisce dal valor medio B_c in più o in meno secondo che il rapporto v'/a' della particella di traffico considerata sia maggiore o minore rispettivamente del rapporto v/a del traffico globale. Questo fenomeno può essere spiegato qualitativamente col fatto che l'incremento del rapporto della varianza sulla media significa che le chiamate tendono a presentarsi a gruppi e ciò comporta una maggior probabilità di perdita.

Per tener conto di detto fenomeno, una formula sperimentale è stata proposta da S. Katz (bibl. 4):

$$[3] \qquad B' = B_c \left[1 + \left(\frac{v'}{a'} - \frac{v}{a}\right) . K\right]$$

dove K è una costante di proporzionalità funzione di v/a e B_c. Katz ha determinato K, interpolando, col metodo dei minimi quadrati, dati sperimentali ottenuti tramite simulazione. In questo lavoro si è preferito usare un procedimento puramente analitico derivato dalla teoria del « traffico equivalente ».

Il punto di partenza del metodo adottato consiste nel determinare la perdita B_T incontrata dal traffico di prima scelta. Poiché per tale traffico la probabilità dell'arrivo di una chiamata è costante nel tempo ed indipendente dallo stato di occupazione del sistema, B_T coincide con la probabilità che tutti gli n circuiti del fascio siano occupati, cioè con la congestione nel tempo.

Secondo la teoria del "traffico equivalente", B_T può essere considerata come la probabilità che in un sistema di $S + n$ circuiti, cui è offerto il traffico puramente casuale A*, gli ultimi n circuiti siano occupati indipendentemente dallo stato degli S precedenti. Questa probabilità è stata determinata da Brockmeyer (bibl. 5) ed è data dalla formula seguente:

$$[4] \qquad B_T = B\,(n + S\,, A^*)\, \frac{\sigma_{n+1}\,(S)}{\sigma_n\,(S)} ,$$

ove σ_n sono le funzioni di Nyquist:

$$[5] \qquad \sigma_n(S) = \sum_{M=A}^{S} \left(n - \frac{1}{M} + M\right) \frac{A^{*(S-M)}}{(S - M)\,!}$$

Note B_T e B_c, la perdita B' subita da ogni particella di traffico può essere determinata dalla formula [3]. Per il traffico di prima scelta, ponendo $v'/a' = 1$, si ottiene:

$$[6] \qquad B_T = B_c . \left[1 + \left(1 - \frac{v}{a}\right) . K\right] ,$$

da cui si ricava la costante K. In conclusione si ha:

$$B' = B_T + \frac{v' - a'}{a}\, B_D ,$$

con:

$$[8] \qquad B_D = \frac{a}{v - a} . (B_c - B_T) .$$

Si può anche provare che le formule [7] e [8] (e la formula equivalente [3]) sono le sole coerenti con la teoria del « traffico equivalente ». Il procedimento adottato non introduce perciò alcuna nuova approssimazione.

Determinate le perdite B'_M incontrate sui tre fasci in cascata che costituiscono un determinato instradamento di seconda scelta, si ottiene la corrispondente perdita globale $\overline{B}$:

$$\overline{B} = 1 - \prod_{M=1}^{3} (1 - B_{M}') ,$$

ammettendo che le perdite sui tre fasci in cascata siano indipendenti.

Infine la perdita globale punto a punto B_{tot} per ogni relazione viene ottenuta moltiplicando $\overline{B}$ per le probabilità di trabocco incontrate sui fasci di prima scelta:

$$[10] \qquad B_{tot} = \overline{B} . B\,(n_{ij}\,,\, A_{ij}) ,$$

ove $B(n_{ij}, A_{ij})$ è la formula B di Erlang.

5. Risultati numerici e conclusioni.

Sia il programma di simulazione (paragrafo 3) sia il metodo analitico (paragrafo 4) sono stati applicati ad una rete a due scelte con circuiti preassegnati (prima scelta) e circuiti assegnati su domanda, del tipo completamente variabile (seconda scelta). I dati di traffico sono stati dedotti dalle previsioni dell'INTELSAT per l'anno 1976 e sono relativi all'area

SIMULAZIONE DI UNA RETE TELEFONICA VIA SATELLITE CON CIRCUITI PREASSEGNATI ED ASSEGNATI SU DOMANDA

Tab. 2

GS		1	2	3	4			5	6		7	8		9		10	
GS	TC	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	1		1.11 ±0.34 0.88	0.49 ±0.14 0.51	0.45 ±0.08 0.53	–	–	–	0.36 ±0.08 0.40	–	–	0.63 ±0.18 0.65	–	–	–	0.28 ±0.04 0.44	0.80 ±0.41 0.81
2	2			–	0.85 ±0.31 1.01	–	–	–	0.46 ±0.06 0.58	–	0.66 ±0.19 0.56	0.74 ±0.26 1.03	–	0.58 ±0.13 0.59	–	0.83 ±0.10 0.98	–
3	3				1.12 ±0.43 0.85	–	–	–	0.55 ±0.09 0.60	–	–	0.67 ±0.10 0.72	0.43 ±0.09 0.44	0.71 ±0.12 0.70	0.80 ±0.17 0.73	0.02 ±0.01 0.02	0.41 ±0.14 0.33
4	4					–	–	1.13 ±0.35 1.02	0.42 ±0.06 0.59	–	0.54 ±0.12 0.61	0.48 ±0.08 0.61	–	0.45 ±0.08 0.54	–	0.76 ±0.07 0.99	–
	5						–	–	–	–	–	–	–	–	–	0.67 ±0.09 0.84	–
	6							–	–	–	–	–	–	–	–	0.64 ±0.12 0.77	–
5	7								–	–	–	0.64 ±0.18 0.58	–	1.20 ±0.41 0.99	–	0.76 ±0.10 0.89	–
6	8									–	–	0.45 ±0.08 0.57	–	0.62 ±0.14 0.66	–	0.66 ±0.07 0.83	1.74 ±0.86 1.63
	9										–	–	–	–	–	0.61 ±0.09 0.78	–
7	10											0.55 ±0.19 0.56	–	–	0.62 ±0.17 0.55	0.68 ±0.10 0.79	–
8	11												–	0.73 ±0.19 0.73	–	0.92 ±0.09 1.03	–
	12													–	–	0.39 ±0.10 0.58	–
9	13														–	0.79 ±0.10 0.81	–
	14															0.65 ±0.09 0.81	–
10	15																–
	16																

Tab. 1

GS		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	FV
Traffico (erl)	S	21.69 ±0.33	37.28 ±0.35	35.80 ±0.40	68.30 ±0.28	7.07 ±0.17	81.96 ±0.44	14.13 ±0.17	86.78 ±0.44	36.24 ±0.37	209.89 ±0.70	304.99 ±1.04
	A	22.04	38.07	36.39	69.77	7.24	83.92	14.34	88.36	36.71	214.96	305.91
Congestione in chiamate (%)	S	0.07 ±0.05	0.35 ±0.10	0.00 ±0.00	0.21 ±0.06	0.39 ±0.15	0.13 ±0.06	0.26 ±0.12	0.34 ±0.08	0.31 ±0.11	0.06 ±0.03	1.94 ±0.22
	A	0.07	0.49	0.00	0.44	0.49	0.39	0.34	0.47	0.41	0.46	1.91
Congestione in tempo (%)	S	0.03 ±0.02	0.19 ±0.05	0.00 ±0.00	0.14 ±0.04	0.25 ±0.08	0.07 ±0.03	0.16 ±0.06	0.23 ±0.05	0.19 ±0.06	0.04 ±0.02	1.52 ±0.17
	A	0.03	0.28	0.00	0.26	0.31	0.20	0.19	0.28	0.26	0.27	1.16

Tab. 1. — Probabilità di perdita (%) sui fasci d'accesso terreno e sul fascio FV sul satellite. Risultati della simulazione (S) e del metodo analitico (A).
Tab. 2. — Probabilità di perdita punto a punto (%). Risultati della simulazione (sopra) e del metodo analitico (sotto).

del Pacifico. Nelle tabelle 1 e 2 sono riportati i principali risultati numerici ottenuti e cioè:

— le probabilità di perdita sui fasci d'accesso terreno e sul fascio FV del satellite (tab. 1);

— le probabilità di perdita punto-punto per le varie relazioni esistenti (tab. 2);

I risultati della simulazione sono forniti con le loro fasce di garanzia.

Paragonando i risultati del metodo analitico con quelli della simulazione si possono fare le seguenti osservazioni.

Come previsto ambedue i metodi sono in ottimo accordo per quanto riguarda le probabilità di trabocco incontrate sui fasci preassegnati. In effetti questo parametro è valutato correttamente dal metodo analitico e le lievi discrepanze osservate sono unicamente attribuibili alle imprecisioni statistiche della simulazione.

L'accordo tuttavia non è buono qualora si paragonino le probabilità di congestione, in tempo ed in chiamate incontrate sui fasci d'accesso terreno. L'esame del fascio su domanda FV sul satellite mostra buon accordo per la congestione in chiamata, ma soltanto mediocre per quella in tempo.

Queste differenze sono indubbiamente dovute alle approssimazioni introdotte nel metodo analitico per valutare il traffico offerto ai fasci su domanda. Come già detto nel paragrafo 4.2, un calcolo esatto avrebbe richiesto la deduzione dal traffico offerto ad un dato fascio delle quote perdute sui fasci precedenti e successivi (nel senso della formazione del collegamento).

L'influenza di questo fenomeno è posta in evidenza dai risultati della simulazione. Questi mostrano come, mentre il traffico offerto al fascio FV è circa quello stesso calcolato dal metodo analitico, poiché la perdita sui fasci d'accesso terreno è molto piccola, il traffico offerto ai fasci d'accesso di alcune stazioni si discosta di molto da quello calcolato: per la GS 10, ad esempio il valore dato dalla simulazione è di 209,89 ± 0,70 contro i 214,96 erlang forniti dal metodo analitico.

Un interessante suggerimento per tener conto di questi fattori è stato proposto da Katz (bibl. 4). Anzitutto si offre ad ogni fascio solo il traffico smaltito dai fasci precedenti. Inoltre un coefficiente correttivo riduce la media e la varianza del traffico offerto per tener conto delle perdite incontrate sui fasci successivi. L'algoritmo accennato è di tipo iterativo in quanto i traffici offerti non risultano più dati noti del problema ma dipendono a loro volta dalle perdite.

Nel nostro caso l'adozione di tale motodo avrebbe certamente migliorato la precisione, ma non avrebbe tuttavia portato a risultati completamente esatti. Per il fascio d'accesso della GS 10, ad esempio, il valore B_c = 0,46% della perdita sarebbe stato sostituito da B_c = 0,28%; il valore dato dalla simulazione (cioè B_c = 0,06 ± 0,03%) è comunque ancora lontano.

Dal punto di vista qualitativo si può dare una spiegazione del perché anche il metodo di Katz non porti a risultati del tutto esatti. Notando che i fasci d'accesso subiscono una perdita molto minore del fascio FV sul satellite, questa situazione assomiglia molto al caso limite di due centri A e B connessi tramite due fasci in cascata, usati unicamente nel senso da A verso B e formati da N_A e N_B circuiti rispettivamente, con $N_A > N_B$. Ovviamente tutte le chiamare verreb-

bero perse sul secondo fascio che presenta il più basso numero di circuiti. A quest'ultimo andrebbe unicamente imputata la perdita del collegamento complessivo, poiché il primo fascio avrebbe sempre almeno $N_A - N_B$ circuiti liberi. Un caso estremo come questo non può essere trattato riducendo media e varianza dello stesso fattore, come proposta da Katz. Infatti per annullare la perdita del primo fascio, non è generalmente sufficiente offrirgli il traffico smaltito dal secondo. Per questa ragione e considerando la complessità dell'algoritmo proposto, si è preferito evitare un simile procedimento.

Nonostante la scarsa precisione ottenuta nel valutare le perdite su certi fasci, i valori delle perdite punto-punto dati dal metodo analitico sono in buon accordo con quelli ottenuti con la simulazione (si veda la tab. 2). Anche nel caso dei traffici interessanti la GS 10 l'accordo può essere stimato soddisfacente per gli scopi pratici. Perciò, rispetto alla simulazione, il metodo analitico recupera nelle valutazioni globali la mancanza di precisione mostrata nei risultati parziali.

Ciò è dovuto al fatto inevitabile che la simulazione fornisce perdite punto-punto che sono meno precise di quelle sui fasci. Naturalmente la simulazione consente di raggiungere la desiderata precisione dei risultati, qualunque essa possa essere, purché si lanci un numero adeguato di chiamate. Nel caso in esame, per ottenere nelle perdite punto-punto errori relativi di circa il 10%, sono occorse 4 milioni di chiamate.

D'altro canto nel paragonare i due metodi, deve essere data importanza anche al tempo macchina richiesto. Il programma di simulazione sopra descritto ha impiegato circa 40 ore dell'elaboratore Siemens 4004/45 per lanciare 4 milioni di chiamate; il metodo analitico ha richiesto solo pochi minuti.

È bene anche ricordare che le perdite determinate analiticamente sono errate per eccesso e dunque risultano dal lato della sicurezza; un punto questo di notevole importanza pratica. In conclusione ci pare di poter affermare che il grado di precisione offerto da un metodo di calcolo analitico come quello descritto è sufficiente per le più comuni applicazioni pratiche, quando applicato a reti che comportino al massimo due scelte d'istradamento successive.

Sfortunatamente non appare possibile estendere il metodo analitico a reti con più di due scelte; mentre si è mostrato come il programma di simulazione preveda già sistemi a tre scelte successive. Come visto nel paragrafo 4, il modello analitico impiegato ha richiesto le seguenti approssimazioni:

1. i traffici smaltiti e di trabocco sono sufficientemente caratterizzati dalla media e dalla varianza delle distribuzioni delle chiamate;
2. le distribuzioni delle occupazioni dei circuiti nei fasci sono, in tutta la rete, indipendenti le une dalle altre;
3. il traffico offerto ad ogni fascio non è influenzato dalle perdite incontrate né sui fasci precedenti né su quelli successivi.

Queste approssimazioni paiono piuttosto influenti se hanno portato alle imprecisioni constatate per le perdite sui fasci assegnati su domanda. L'introduzione di una terza scelta ne accrescerebbe certamente il peso. L'approssimazione 3 sembra particolarmente gravosa: le perdite dei fasci di seconda scelta non sarebbero certo più trascurabili, visto che tali fasci non risulterebbero più fasci finali. Inoltre per una rete a tre scelte sorgerebbe un nuovo problema, quello della suddivisione della varianza del traffico di trabocco tra le varie direzioni. Ancora una volta tale problema non può essere risolto in maniera esatta.

Nello studio delle reti di comunicazione via satellite che prevedono più di due scelte d'istradamento, le simulazioni restano dunque, per ora, un mezzo indispensabile d'indagine.

Gli Autori sono particolarmente grati all'ing. Corrado Comune per la collaborazione prestata nella stesura del programma di simulazione, all'ing. Cesare Mossotto e all'ing. Paolo Oberto per l'impostazione del metodo analitico.

Il lavoro descritto in questa memoria è stato eseguito sotto contratto della International Telecommunications Satellite Consortium (INTELSAT).

(1164)

BIBLIOGRAFIA

1) OLSSON, K. M.: *Some different methods in using Markov chains in discrete time applicable to traffic simulations and certain accuracy problems in this context.* « V Congresso Internazionale di Teletraffico », Giugno 1967, pagg. 459 ÷ 466.

2) JENSEN A.: *Markov chains as an aid in the study of Markov processes.* « Skandinavisk Aktuarietds rift », 1953.

3) WILKINSON R.I.: *Theories for toll traffic engineering in the U.S.A.*. « The Bell System Technical Journal », vol. 35, 1956, pagg. 421 ÷ 514.

4) KATZ S.: *Statistical performance analysis of a switched communications network.* « V Congresso Internazionale di Teletraffico », giugno 1967, pagg. 566 ÷ 575.

5) BROCKMEYER E.: *The simple overflow problem in the theory of telephone traffic.* « Teleteknik », vol. 5, dicembre 1954, pagg. 361 ÷ 374.

RIVELATORE DI FREQUENZA SUPERLINEARE A BANDA LARGHISSIMA

GIUSEPPE ZANARINI (*)

SOMMARIO — Si descrive un sistema di rivelazione di frequenza lineare fra 0,1 e 24 MHz, basato sulle proprietà di una linea di ritardo attiva costituita da una catena di stadi limitatori di ampiezza. Il sistema non fa uso di bobine e non richiede operazioni di taratura: funziona indifferentemente con segnali di 4,5, 5,5, 10,7 e più MHz e presenta una struttura che richiede l'impiego della tecnica integrata. Si espongono i risultati di un montaggio realizzato, a scopo dimostrativo, con circuiti integrati del commercio. In appendice vengono esaminate le proprietà di reiezione delle interferenze dei rivelatori di frequenza, in rapporto all'estensione della banda di risposta lineare.

1. Introduzione.

I circuiti integrati (CI), che caratterizzano la cosiddetta « terza era dell'elettronica », offrono nuove possibilità anche nel campo della progettazione e strutturazione dei radioricevitori di livello professionale. Coi circuiti integrati si attuano economicamente e in uno spazio minimo, funzioni complesse del tutto irrealizzabili coi circuiti discreti, per motivi inerenti alla quantità ed alla precisione relativa dei componenti che si dovrebbero impiegare. Inoltre i circuiti integrati permettono di sostituire sistemi passivi particolarmente critici, costosi ed ingombranti, con sistemi attivi più maneggevoli e funzionalmente equivalenti o superiori. Per queste ed altre ragioni i circuiti integrati, favorendo l'emancipazione dei progetti dai vincoli del compromesso economico, aprono la via al perfezionismo ed alla valorizzazione di concetti che non uscirebbero, altrimenti, dal mero stadio della speculazione teorica.

In queste note viene trattato un caso tipico che concerne la rivelazione di frequenza a larga banda. Conformemente ai moderni orientamenti della tecnica nel campo dei ricevitori a modulazione di frequenza (MF) ad alta fedeltà, vengono attualmente compiuti notevoli sforzi per realizzare sistemi di rivelazione con risposta lineare in bande di frequenza di grande estensione. Questi sistemi forniscono prestazioni di alto livello qualitativo, tuttavia la soluzione del problema incontra considerevoli ostacoli usando tecniche tradizionali; invece, come verrà posto in evidenza, ogni difficoltà viene eliminata col ricorso alla tecnica integrata, che consente di realizzare caratteristiche che rasentano il limite dei massimi requisiti teorici.

Su tali requisiti e sulla loro giustificazione, la letteratura non offre che scarse indicazioni; pertanto, all'oggetto principale di queste note, si faranno seguire in Appendice, alcuni chiarimenti sugli aspetti, apparentemente contraddittori, della selettività di un ricevitore a MF in rapporto all'estensione della banda passante del suo sistema di limitazione e rivelazione.

2. Linea di ritardo attiva.

Per superare le restrizioni relative ai discriminatori a filtro di banda (che difficilmente permettono risposte lineari superiori a 1 MHz), si è riesumato recentemente il vecchio principio del rivelatore a linea di ritardo che consente, in teoria, risposte lineari molto più estese; si sono così realizzati vari sistemi con risposta più o meno lineare, di alcuni MHz. Tuttavia le deficienze delle linee artificiali, a cui si deve ricorrere per ragioni di praticità, causano non indifferenti problemi.

Possibilità molto più interessanti vengono oggi offerte dalle linee di ritardo attive integrate che, in combinazione con rivelatori differenziali di coincidenze, essi pure integrati, permettono di attuare, con estrema facilità, sistemi di rivelazione di piccolo ingombro e di eccezionali caratteristiche di linearità in bande di grande estensione.

La linea di ritardo attiva per segnali modulati in frequenza si basa sul concetto di ritardare la funzione modulante, che è relazionata esclusivamente con la frequenza, per mezzo di una catena di stadi limitatori. Sotto certe condizioni il tempo di commutazione di uno stadio limitatore è indipendente dal periodo di commutazione, ossia dal periodo del segnale di comando; ne consegue che il ritardo τ_0 del segnale uscente rispetto al segnale entrante (o di comando), risulta indipendente dalla frequenza del segnale. Se si collegano in cascata n stadi, il ritardo complessivo raggiunge il valore $n \tau_0 = \tau$.

Le condizioni che si debbono rispettare per assicurare un valore di τ_0 indipendente dalla frequenza, sono le seguenti:

a) ogni transistore della catena deve funzionare fra l'interdizione ed un livello di corrente costante in condizioni non saturate. In particolare non si debbono verificare sovrapilotaggi della base, che potrebbero dar luogo a variazioni critiche del tempo di accumulo (storage time).

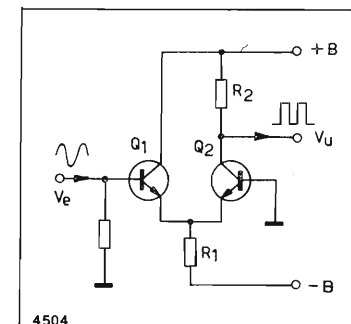



Fig. 1. — Schema di principio del limitatore differenziale; dimensionando opportunamente R_1 si evita la saturazione di Q_2. Se Q_1 e Q_2 sono identici, la limitazione è simmetrica.

(*) Dott. ing. Giuseppe Zanarini.
Dattiloscritto pervenuto il 5 febbraio 1970.

b) ogni transistore deve essere comandato da un segnale di forma trapezoidale di ampiezza costante e sufficiente per il funzionamento in limitazione.

c) la frequenza di comando deve essere inferiore al limite f_{max} oltre al quale il segnale uscente perde la forma trapezoidale (caratterizzata da tratti piani di durata non nulla).

Se queste condizioni sono soddisfatte, il tempo di ritardo τ della catena rimane costante nella banda compresa fra zero ed f_{max}. Dentro tale banda il ritardo di fase α della catena varia linearmente con la frequenza e si ha:

$$\alpha = 360\, \tau f \text{ gradi.}$$

Denominando con f_o la frequenza alla quale $\alpha = 90°$, risulta: $f_o = 1/4\,\tau$, ossia $\tau = 1/4\, f_o$ che, per f_o = 10,7 MHz, fornisce τ = 23,3 ns.

Nei rivelatori a sfasamento, il campo utile della variazione di α va da 0° a 180°, perciò $f_o = 1/4\,\tau$ corrisponde al centro e $2\, f_o$ corrisponde all'estremo superiore del campo suddetto. Se ne deduce che per soddisfare ai requisiti massimi, la linea di ritardo deve presentare un $f_{max} \geq 2\, f_o$ dove ad f_o si assegna il valore della portante del segnale da rivelare.

Come già si è detto, per assicurare la costanza di τ da zero a f_{max} è conveniente evitare i fenomeni di saturazione; è pertanto raccomandabile far uso di limitatori differenziali del tipo rappresentato nella figura 1, o di tipo analogo, che, oltre a rispondere allo scopo, sono largamente impiegati nelle catene integrate.

Rilievi sperimentali su di una catena integrata di 6 stadi differenziali hanno fornito un valore dell'ordine di 20 ns, costante fra zero ed oltre 30 MHz; con f_o = 10,7 MHz, tale limite superiore presenta un forte margine rispetto alla massima esigenza teorica (= $2 f_o$ = 21,4 MHz).

3. Il Rivelatore superlineare.

Due onde quadrate di periodo T ma sfasate nel tempo di $\tau < T/2$, risultano in opposizione di fase durante τ ed in fase durante $T/2 - \tau$; denomineremo « coincidenza di fase », l'intervallo di tempo $T/2 - \tau$ e « coincidenza antifase » l'intervallo τ.

In ogni semiperiodo si verifica una coincidenza antifase ed una in fase che s'invertono di polarità nel semiperiodo successivo, come mostra la figura 2. In ciascuno dei due semiperiodi dell'onda quadrata, o in ambedue, sia l'una che l'altra coincidenza possono essere rivelate con adatti sistemi. I rivelatori differenziali a corrente costante, che richiedono un minimo di cinque transistori, permettono il passaggio di una corrente d'intensità fissa in un carico resistivo, durante il tempo di coincidenza delle due onde quadrate di comando, in fase o in antifase, dipendentemente dalle modalità del comando stesso.

I terminali che ricevono i segnali di comando vengono, in genere, denominati « porte » (o « gates »). Questi rivelatori, il cui schema di principio viene rappresentato dalla figura 3, sono largamente impiegati nei CI sia nella forma più semplice (5 transistori fig. 3*a*), sia nella forma più complessa 7 transistori e 4 porte (fig. 3*b*), che richiede due coppie di segnali di comando in controfase.

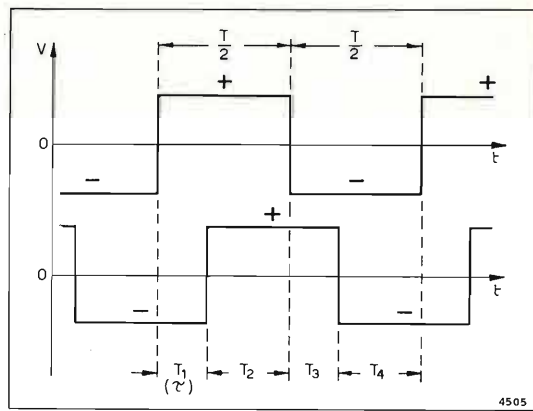



Fig. 2. — Periodi di coincidenza fra due onde quadrate sfasate isofrequenziali:
T_1 = coincidenza antifase + —
T_2 = » in fase + +
T_3 = » antifase — +
T_4 = » in fase — —

$$T_1 + T_2 = T_3 + T_4 = \frac{T}{2}.$$

I circuiti di questo tipo sono anche insensibili alla modulazione di ampiezza, purché i segnali applicati alle porte si mantengano sempre superiori alla minima ampiezza che si richiede per commutare i transistori (che è dell'ordine di 0,2 volt picco-picco [V_{pp}] per il circuito a semplice onda e di 0,1 V_{pp} per il circuito in controfase a doppia onda); perciò eventuali piccole irregolarità delle creste dei segnali di comando, non hanno alcun effetto sulla risposta.

Si supponga di applicare all'entrata di una linea di ritardo attiva con tempo di trasmissione τ, un segnale quadrato di periodo T, e di collegare le due

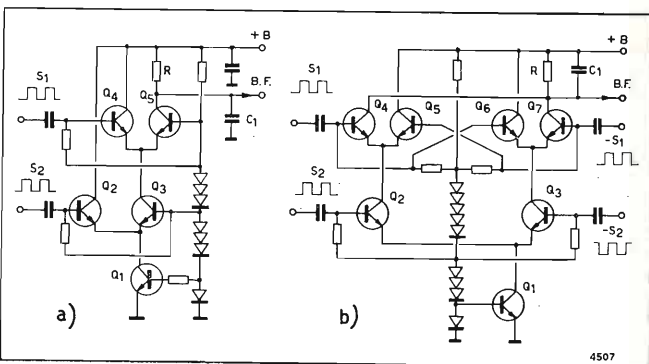



Fig. 3. — *a*) Rivelatore differenziale di coincidenza a onda semplice: Se Q_2 e Q_4 sono entrambi bloccati, Q_3 e Q_5 conducono e la loro corrente viene mantenuta costante da Q_1. La corrente media nel carico R è una funzione lineare dello sfasamento fra S_1, ed S_2.
b) Rivelatore differenziale di coincidenze a doppia onda. Richiede due coppie di segnali in controfase e rivela, in ogni periodo T, ambedue le coincidenze antifase (o in fase, dipendentemente dalle connessioni).

porte di un rivelatore di coincidenza antifase alla entrata ed all'uscita, rispettivamente, della linea medesima. Per quanto si è detto, le coincidenze antifase presenteranno una durata costante τ e, per una data polarità, si verificheranno in ragione di una per ogni periodo dell'onda quadrata. Se I_p è il valore della corrente che fluisce nel carico del rivelatore durante τ, il valore medio I_m della corrente stessa risulterà:

$$I_m = I_p \frac{\tau}{T} = I_p\, \tau f \qquad [1]$$

dove f è la frequenza fondamentale del segnale quadrato. Perciò, se τ è costante, I_m risulta proporzionale

alla frequenza ed il sistema si comporta come un rivelatore di frequenza *intrinsecamente lineare*.

Se f varia attorno ad un valor medio f_o ed è $\tau = 1/4\, f_o$, per qualsiasi valore di f compreso fra zero e $2\, f_o$, il rivelatore risulta lineare fino a $2\, f_o$.

Quest'ultimo valore corrisponde al limite superiore della banda di estensione massima compatibile con una frequenza centrale f_o.

Il sistema di rivelazione risulta dunque atto, in linea di principio, a soddisfare a requisiti di linearità coincidenti col limite teorico.

Il diagramma della figura 4 rappresenta, su una scala dei tempi comune, nell'ipotesi che sia $\tau = 1/4\, f_o$, tre diverse situazioni

e cioè *a*) $f = 2\, f_o$ *b*) $f = f_o$ *c*) $f = 1/2\, f_o$

che pongono in evidenza la linearità intrinseca della rivelazione.

Nelle tra situazioni sono stati indicati: con 1 il segnale entrante nella linea di ritardo; con 2 il segnale uscente, e con 3 gl'impulsi di corrente costante

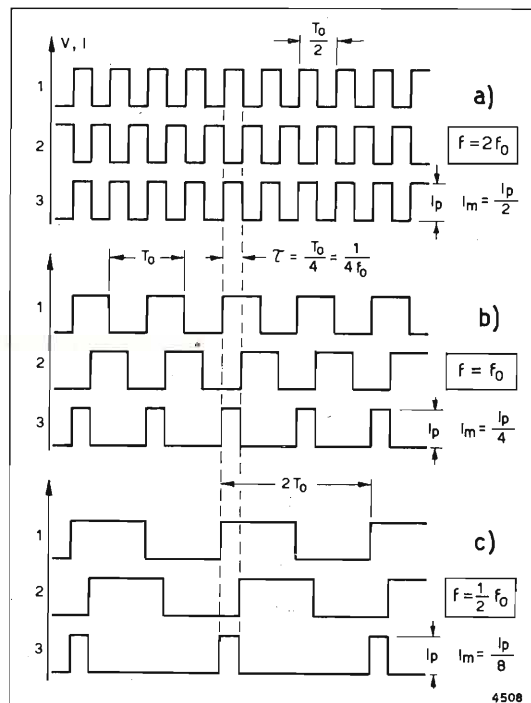



Fig. 4. — Dimostrazione del funzionamento del rivelatore di frequenza superlineare; τ = tempo di propagazione della linea di ritardo attiva = durata delle coincidenze antifase; 1 = segnale entrante nella linea di ritardo; 2 = segnale uscente dalla linea di ritardo; 3 = corrente di uscita del rivelatore di coincidenza.

che fluiscono nel carico resistivo del rivelatore durante le coincidenze antifase.

Il diagramma dimostra:

1) che nelle tre situazioni i tempi di coincidenza antifase sono identici e coincidono col tempo di propagazione τ della linea di ritardo;

2) che si verifica una coincidenza antifase per ogni periodo del segnale di comando.

3) che l'area media degli impulsi di corrente che il rivelatore trasmette al carico, è inversamente proporzionale al periodo τ del segnale e che in conseguenza risulta:

per $f = 2\, f_o$, $I_m = I_p/2$; per $f = f_o$, $I_m = I_p/4$; per $f = 1/2\, f_o$, $I_m = I_p/8$;

da cui si deduce che in generale è:

$$I_m = \frac{1}{4} I_p \frac{f}{f_o}, \text{ per } 0 \geq f \geq 2\, f_o\,.$$

Se τ differisce da $1/4\, f_o$, la banda di risposta lineare non è simmetrica rispetto a f_o ed il suo limite superiore risulta maggiore o minore di $2\, f_o$, secondoché τ è minore o maggiore di $1/4\, f_o$. Perciò, il valore di τ non influisce sulla linearità, ma solo sul limite superiore della risposta lineare e, per la [1], sul valore di I_m. Poiché non è necessario che il limite superiore oltrepassi $2\, f_o$, ed è invece utile che I_m sia il più grande possibile (dato che i rivelatori a larga banda forniscono un'uscita molto minore di quella dei rivelatori convenzionali), è conveniente adottare per τ un valore prossimo a $1/4\, f_o$.

Nei casi reali i segnali di comando non sono quadrati, ma più o meno trapezoidali, in conseguenza dei tempi di salita e di discesa dei limitatori. Le deduzioni precedenti rimangono fondamentalmente valide, salvo una leggera diminuzione del limite superiore della banda di risposta lineare, che può essere compensata, con un lieve sacrificio in tensione di uscita, adottando per τ un valore leggermente inferiore $1/4\, f_o$ (che come detto è l'optimum teorico).

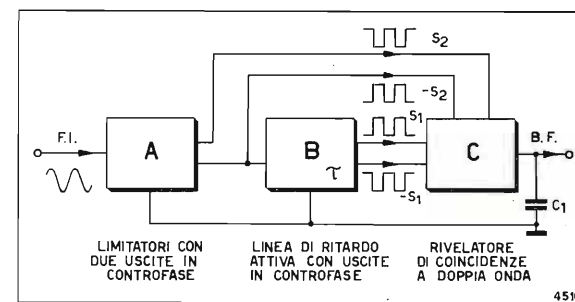
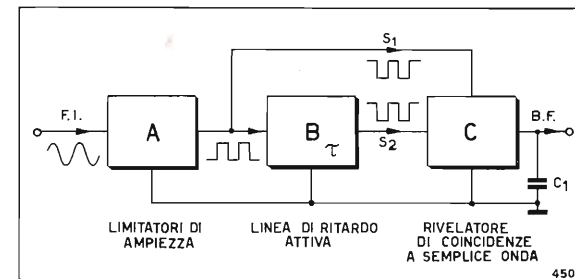



Fig. 5. — Schema a blocchi del rivelatore superlineare a semplice onda: l'elemento caratteristico è la linea di ritardo attiva *B*.

Fig. 6. — Variante dello schema della fig. 5 caratterizzato dall'impiego di un rivelatore di coincidenze a doppia onda.

Lo schema a blocchi della figura 5 illustra la struttura del rivelatore superlineare. La catena di limitatori A serve per sopprimere la modulazione di ampiezza del segnale entrante; la linea di ritardo attiva è simboleggiata dal blocco B ed il rivelatore di coincidenze antifase, dal blocco C.

Nell'ipotesi che la risposta sia lineare fino a $2\, f_o$, se Δf_u è l'escursione massima della frequenza del segnale utile, risulta, per il rapporto di captazione X_o:

$$[2] \qquad X_o = \frac{\dfrac{2 f_o}{\Delta f_u} + 1}{\dfrac{2 f_o}{\Delta f_u} - 1} \quad \text{(v. Appendice).}$$

Nel caso peggiore, la modulazione di ampiezza prodotta da un segnale interferente raggiunge il $100/X_o$%, perciò il segnale entrante nella catena dei limitatori deve essere sufficientemente ampio affinché tale modulazione possa venire soppressa (se $f_o = 10,7$ MHz e $\Delta f_u = 150$ kHz, risulta $X_o \simeq 1,015$ e la modulazione di ampiezza può raggiungere il 98,5 %: per sopprimerla è necessario entrare nei limitatori con una ampiezza 66 volte più grande della soglia di limitazione).

Lo schema a blocchi della figura 6 rappresenta una struttura più complessa che impiega un rivelatore di coincidenze doppio, comandato da due coppie di segnali in controfase; ovviamente, sia la catena dei limitatori, sia la linea di ritardo attiva debbono poter fornire, alle rispettive uscite, due segnali in opposizione di fase.

Questa struttura presenta notevoli vantaggi fra i quali citiamo:

1) la tensione di uscita è doppia: proprietà interessante, dato che con un $\Delta f_u = \pm 75$ kHz l'uscita dei rivelatori a larga banda è piccola;
2) la frequenza fondamentale degli impulsi uscenti è doppia rispetto alla frequenza del segnale entrante; ciò facilita la filtrazione dell'alta frequenza in uscita e minimizza il pericolo di inneschi;
3) la sensibilità dei limitatori differenziali in controfase e del rivelatore di coincidenze è doppia, perciò migliora la limitazione;
4) vengono minimizzati gli effetti di una eventuale limitazione asimmetrica.

Scambiando le uscite della linea di ritardo dello schema della figura 6, vengono rivelate le coincidenze in fase, in luogo di quelle antifase sin'ora considerate; la risposta del rivelatore permane lineare nella medesima estensione di banda (ne tralasciamo per brevità la dimostrazione), però la fase del segnale di BF rivelato s'inverte.

I due modi di rivelazione sono complementari e, come si è verificato sperimentalmente, forniscono risultati equivalenti.

4. Realizzazione sperimentale.

I sistemi delle figure 5 e 6 non sono adatti per essere attuati con componenti discreti a causa del gran numero di transistori che si dovrebbero impiegare. Per la verifica sperimentale si è dunque fatto ricorso a circuiti integrati commerciali, ottenendosi così una dimostrazione concreta delle possibilità minime che il sistema può offrire.

Esistono diversi circuiti integrati adatti per attuare le funzioni A e C delle figure 5 e 6; invece, per la funzione B, che richiede almeno sei stadi limitatori differenziali in cascata, la scelta è, per ora, limitata al TBA 120 della « SIEMENS ». Questo circuito, oltre a sei stadi limitatori in controfase, contiene un rivelatore di coincidenze doppio a corrente costante; perciò si presta ottimamente anche per le funzioni A e C e, con l'impiego di due unità, permette di concretare il sistema della figura 6.

Lo schema elettrico del TBA 120 è rappresentato nella figura 7: per facilitare l'interpretazione del circuito sono stati contrassegnati col simbolo di massa punti che, in realtà, vengono collegati a massa esternamente, per mezzo dei terminali 1, 3 e 12.

Lo schema pratico del rivelatore sperimentale è rappresentato dalla figura 8 e non richiede particolari commenti, eccezion fatta per il filtro $C_1 - L_1 - C_2$ che serve per eliminare dal segnale uscente le componenti di alta frequenza ed è dimensionato per una risposta costante in ampiezza e lineare in fase da zero a 53 kHz,

Fig. 7. — Schema elettrico del circuito integrato TBA 120, utilizzato nella realizzazione sperimentale del circuito di figura 6.

Fig. 8. — Schema pratico del circuito sperimentale. Se il ricevitore è monofonico, il filtro passabasso $C_1 - L_1 - C_2$ può essere sostituito da un semplice condensatore (collegato al posto di C_1) di 18 ÷ 20 nF, che opera la deaccentuazione.

come è richiesto per una resa indistorta dello spettro della funzione modulante di un segnale stereofonico multiplex. Il suddetto filtro serve anche per eliminare le componenti di frequenza elevata dei disturbi causati dalla modulazione parassita di fase che ha luogo in presenza di segnali interferenti; tali componenti debbono essere soppresse a monte dell'amplificatore di BF, o del decodificatore stereofonico, per evitare che i picchi di grande ampiezza, che altrimenti si formerebbero, vengano tagliati con effetti analoghi a quelli che si verificherebbero se si limitasse bruscamente la banda di risposta lineare del rivelatore (se si verifica il taglio dei picchi, il valor medio della perturbazione non è più nullo e si produce intermodulazione col segnale utile. Il filtro, eliminando le componenti di frequenza elevata del disturbo, ne riduce fortemente i picchi e minimizza tale eventualità).

5. Risultati pratici.

Gli oscillogrammi riportati in figura 9 rappresentano le caratteristiche di risposta del montaggio sperimentale rilevate per mezzo di un oscilloscopio e del « Generator Sweeper 8601 A » della Hewlett Packard. Dato che il generatore non scende al di sotto di 1 MHz, non è visibile la parte iniziale della curva, fra 0,1 e 1 MHz.

Nelle figure 9 *a*, *b*, *c*, corrispondenti rispettivamente a 500 μV, 10 mV e 100 mV di entrata lo spazzolamento avviene fra 1 e 24 MHz; nella figura 9 *a* sono visibili i marcatori corrispondenti a 5, 10, 15 e 20 MHz. La figura 9 *d* mostra il tratto centrale della caratteristica, con uno spazzolamento di ± 150 kHz attorno a 10,7 MHz.

Le figure 10 *a*, *b*, *c*, *d* mostrano infine la tensione di uscita di BF, con deviazione sinoidale di ± 75 kHz a 1000 Hz e con tensioni d'entrata rispettivamente di 150, 300, 10.000 e 300.000 μV.

Le figure 9 e 10 pongono in evidenza la perfetta linearità del sistema fino ad oltre 24 MHz e la costanza della tensione di uscita per segnali entranti compresi fra 150 e 300.000 μV. I rilievi sono stati effettuati senza rete di deaccentuazione, perciò il soffio visibile nella figura 10 *a* (corrispondente a 150 μV d'entrata) è notevolmente superiore a quello che si verificherebbe nelle condizioni reali.

Con una deviazione di ± 75 kHz la tensione di uscita risulta di ~ 40 mV_{pp}, valore normale per un rivelatore a larga banda, ma molto minore di quello che viene fornito da un rivelatore di tipo convenzionale; nelle applicazioni è perciò necessario aggiungere un preamplificatore di BF avente un guadagno di tensione dell'ordine di 30 dB. Tale amplificatore potrebbe essere incluso in una realizzazione integrata unica; non esistono problemi per il fattore di rumore dato che il soffio equivalente d'entrata di un buon transistore per BF è minore di 1 μV; ne risulta un rapporto segnale/rumore superiore a 83 dB che è ampiamente sufficiente.

L'estensione della caratteristica lineare permette di utilizzare il rivelatore indifferentemente, per segnali aventi una frequenza centrale f_o di 4,5, 5,5, 10,7 MHz ed oltre; il minimo possibile rapporto di captazione può essere raggiunto fino a $f_o = 12$ MHz, ma rinunciando a tale requisito, il rivelatore può funzionare correttamente fino ad oltre 23 MHz. Nel caso di f_o compreso fra 4,5 e 12 MHz è evidente che, con modulazioni di ± 75 kHz la distorsione è virtualmente nulla.

Facendo precedere il rivelatore da una catena di limitatori del medesimo tipo che si è utilizzato come linea di ritardo, il sistema giunge a limitare il suo proprio fruscio; ciò permette di realizzare il minimo

Fig. 9. — Risposta frequenza-ampiezza del rivelatore sperimentale schematizzato nella figura 8:
a) tensione d'entrata $V_e = 500 \mu V$; spazzolamento Δf lineare fra 1 e 24 MHz; marcatori a 5, 10, 15, 20 MHz; scala verticale = 1 V/quadretto.
b) $V_e = 10$ mV; $\Delta f = 1 \div 24$ MHz; scala vertic. 1 V/quadretto;
c) $V_e = 100$ mV; $\Delta f = 1 \div 24$ MHz; scala vertic. 1 V/quadretto.
d) $V_e = 10$ mV; $\Delta f = \pm 150$ kHz; $f_0 = 10,7$ MHz; scala vertic. 20 mV/quadretto.

Fig. 10. — Modulazione sinoidale ± 75 kHz (a 1000 Hz) con $f_0 = 10,7$ MHz. Scala verticale = 20 mV/quadretto: tensione di uscita a BF;
a) $V_e = 150 \mu V$; *b*) $V_e = 300 \mu V$; *c*) $V_e = 10$ mV; *d*) $V_e = 300$ mV.

rapporto di captazione compatibile con la cifra di rumore degli attuali circuiti integrati. In un sistema di questo tipo, tutti i circuiti selettivi dovrebbero precedere la sopraindicata catena limitatrice; anche un solo circuito selettivo disposto a valle della catena causerebbe un aumento del rapporto di captazione.

A causa dell'enorme amplificazione è necessario adottare le massime precauzioni per evitare fenomeni di reazione che possono compromettere i risultati con segnali d'entrata deboli; tuttavia si è constatato che l'ottenimento della stabilità incondizionata è molto più facile con i circuiti integrati che con i circuiti discreti.

6. Conclusioni.

Il livello qualitativo dei risultati ottenuti con mezzi di fortuna e con estrema facilità, dimostra che il sistema proposto rappresenta, per le sue proprietà intrinseche, una delle possibili soluzioni integrali del problema della rivelazione di frequenza a larga banda. L'esperimento descritto ha inoltre dimostrato l'integrabilità del sistema. L'integrazione in un circuito monolitico unico, o in due elementi monolitici montati in un contenitore comune, comporterebbe qualche modificazione strutturale allo scopo di sopprimere i condensatori di accoppiamento che si sono dovuti aggiungere nel montaggio sperimentale; si tratta però di modificazioni di modesta entità.

Si osserva infine che il solo fattore che limita la convenienza del sistema alle applicazioni di livello professionale e all'alta fedeltà, è il basso valore della tensione di uscita; però anche tale limitazione potrebbe essere rimossa includendo nel sistema un preamplificatore di BF, preferibilmente con terminale di entrata libero (non collegato internamente) per consentire, quando è richiesta, l'interposizione di un opportuno filtro passabasso (caso dei ricevitori stereofonici, professionali, ecc.). Si perverrebbe in tal caso ad una soluzione di carattere generale il cui maggior costo verrebbe compensato dalla vastità del campo di applicazione, dall'abolizione dei componenti discreti accessori e delle operazioni di taratura ed infine, fattore non trascurabile, dalla superiorità dei risultati.

Appendice.

7. Limitazione e rivelazione a larga banda.

7-1 - Il tema è in stretta relazione coi fenomeni di interferenza. Per chiarire il meccanismo di questi fenomeni senza ricorrere a trattazioni complesse, conviene assumere come punto di partenza il caso di due onde portanti A e B, non modulate, applicate simultaneamente all'entrata di un ipotetico ricevitore a MF. Siano V_A ed V_B le ampiezze delle due portanti ed f_1 ed f_2 le rispettive frequenze; se f_1 ed f_2 sono comprese nella banda passante del ricevitore, ed i circuiti selettivi di quest'ultimo sono lineari e precedono i limitatori, i due segnali A e B giungeranno all'entrata dei circuiti di limitazione mantenendo inalterata l'ampiezza relativa e la forma sinoidale; la loro risultante R apparirà modulata in ampiezza e in fase secondo una funzione del rapporto V_A/V_B e del battimento $f_b = f_1 - f_2$, ma il suo spettro di frequenza conterrà, per definizione, le sole componenti f_1 ed f_2.

Se $V_A > V_B$, il segnale A è dominante e conferisce alla risultante R il proprio ritmo fondamentale; perciò il valor medio della frequenza di R coincide con f_1, ma la fase relativa fra R ed A oscilla periodicamente, con valor medio nullo, al ritmo del battimento $f_b = f_1 - f_2$. L'ampiezza di R oscilla a sua volta fra $V_A + V_B$ ed $V_A - V_B$, al ritmo di f_b, con legge non sinoidale, però il suo valor medio risulta superiore ad V_A per effetto della distorsione dell'inviluppo.

Come illustra la figura 11, se $V_A \gg V_B$ l'inviluppo è quasi sinoidale e la modulazione di fase è di piccola entità e segue anch'essa una legge quasi sinoidale; se invece, V_A ed V_B sono del medesimo ordine di grandezza, l'inviluppo appare fortemente distorto e la modulazione di fase assume un andamento a «dente di sega»; col tendere del rapporto V_A/V_B all'unità; gli spettri dell'inviluppo e della modulazione di fase diventano molto estesi e contengono un gran numero di armoniche del battimento $f_b = f_1 - f_2$; al limite, ossia per $V_A = V_B$, ambedue gli spettri divengono infiniti e nell'istante in cui A e B sono opposti l'ampiezza di R è nulla e la fase φ varia bruscamente da $+\pi/2$ a $-\pi/2$. La derivata della fase rispetto al tempo, $d\varphi/dt$, identifica la deviazione istantanea della frequenza di R rispetto alla frequenza del segnale dominante A: per V_B tendente a V_A, tale deviazione tende all'infinito. Come si vedrà in seguito, la deviazione $d\varphi/dt$ ed il corrispondente rapporto $X = V_A/V_B$ giuocano un ruolo essenziale nel meccanismo delle interferenze.

Se il segnale richiesto è il segnale dominante A, le due modulazioni di R sono indesiderate ed assumono l'aspetto di modulazioni parassite di ampiezza e di fase causate dal segnale interferente B.

7-2 - Questi elementi sono sufficienti per stabilire alcuni fatti fondamentali che determinano i requisiti dei circuiti di limitazione e di rivelazione.

Nel ricevitore ipotizzato, la situazione che si verifica all'entrata dei circuiti di limitazione può essere sintetizzata nei seguenti punti:

1) i segnali interferenti A e B (con $A > B$) danno luogo ad una risultante R modulata in ampiezza e in fase secondo una funzione complessa del rapporto V_A/V_B e del battimento $f_b = f_1 - f_2$;
2) la frequenza media di R coincide con la frequenza f_1 del segnale dominante A, ma la fase relativa φ fra R ed A oscilla periodicamente al ritmo di f_b, con legge non sinoidale; l'oscillazione di φ rappresenta la *modulazione parassita di fase* causata dal segnale interferente B;
3) alla modulazione parassita di fase corrisponde uno spettro di frequenze che differiscono da f_1 di multipli interi di f_b; l'estensione dello spettro e le ampiezze delle sue componenti sono funzioni complesse di $X = V_A/V_B$;
4) l'ampiezza di R oscilla fra $V_A + V_B$ ed $V_A - V_B$ al ritmo di f_b con legge non sinoidale: tale oscillazione rappresenta la *modulazione parassita di ampiezza* causata dal segnale interferente B;
5) anche la modulazione parassita di ampiezza possiede uno spettro di frequenze che differiscono da f_1 di multipli interi di f_b; l'estensione di questo spettro e l'ampiezza delle sue componenti sono esse pure funzione di $X = V_A/V_B$;

6) per definizione, lo spettro di R contiene unicamente le componenti f_1 ed f_2 di ampiezza V_A ed V_B rispettivamente.

Confrontando il punto 6) coi punti 3) e 5), si deve ammettere, per ragioni di compatibilità, che gli *spettri delle due modulazioni parassite debbono necessariamente elidersi a vicenda*. Perciò, nonostante che ciascuno dei due spettri possa raggiungere una estensione grandissima quando $X = V_A/V_B$ tende all'unità, lo spettro risultante si riduce alle sole componenti fondamentali f_1 ed f_2 che, trovandosi all'interno della banda passante del ricevitore (come si è supposto in precedenza) ne attraversano impunemente i circuiti selettivi.

Tuttavia, all'uscita dei limitatori, la situazione appare radicalmente mutata; se i limitatori sopprimono la modulazione parassita di ampiezza ed, implicitamente, anche il relativo spettro, *lo spettro della modulazione parassita di fase, non più neutralizzato, si manifesta con l'intera sua estensione*; *inoltre, poiché i due spettri si elidono solo se coesistono le due modulazioni parassite, la comparsa dello spettro della modulazione parassita di fase non è soltanto una conseguenza della soppressione della modulazione di ampiezza, ma costituisce anche una condizione necessaria per il verificarsi della stessa.*

Fig. 11. — Composizione di due onde A e B interferenti non modulate e rappresentazione delle modulazioni parassite di ampiezza, fase e frequenza della risultante R:
a) Segnale interferente debole: $X = V_A/V_B = 10$;
b) Segnale interferente intenso: $X = V_A/V_B = 1{,}06$.

Questa deduzione è di capitale importanza perché dimostra la necessità di assegnare ai limitatori ed al rivelatore susseguente, una banda passante di estensione sufficiente per contenere l'intero spettro della modulazione parassita di fase: se per effetto di selettività i suddetti circuiti sopprimessero una parte di tale spettro, riemergerebbe la parte corrispondente dello spettro della modulazione parassita di ampiezza, con conseguente riapparizione, sia pur parziale, di quest'ultima.

7-3 - Per determinare l'ordine di grandezza della larghezza della banda che è necessario assegnare ai circuiti di limitazione e rivelazione, possiamo riferirci al caso tipico in cui i segnali interferenti A e B sono modulati ambedue in frequenza e presentano un egual valore della frequenza portante.

Se la deviazione massima della frequenza dei due segnali è Δf_u (deviazione picco-picco), il valore massimo istantaneo del battimento risulta esso pure uguale a Δf_u. Sia $X = V_A/V_B > 1$ il rapporto fra le ampiezze di A e B: analogamente al caso precedente, il segnale dominante A conferirà alla risultante R la sua modulazione, però R risulterà affetta da modulazioni di ampiezza e di fase molto più complesse essendo variabili, in questo caso, le frequenze dei segnali interferenti.

Comunque, come nel caso precedente, gli spettri della modulazione parassita di ampiezza e di fase, si elidono a vicenda e lo spettro risultante non supera in estensione quello che corrisponderebbe al segnale dominante singolo; se la banda passante dei circuiti selettivi del ricevitore è sufficiente (come dovrebbe essere) per non alterare il segnale utile, la risultante R giunge all'entrata dei limitatori senza subire variazioni nelle sue caratteristiche.

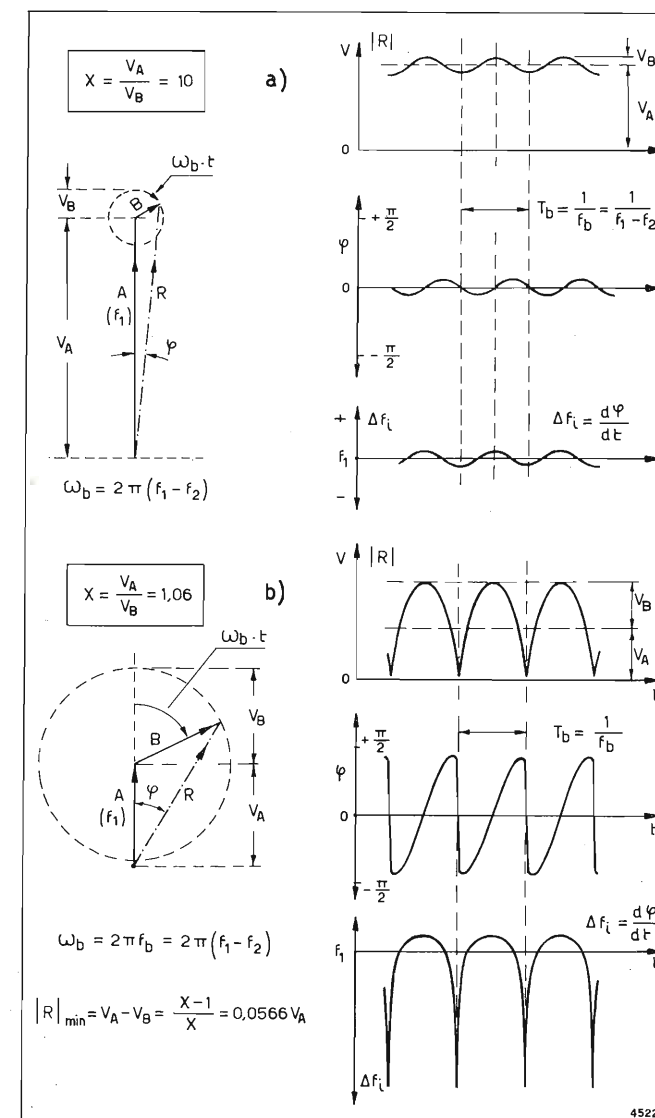
All'uscita dei limitatori, che si suppongono perfetti, la modulazione parassita di ampiezza ed il relativo spettro risultano eliminati e si rivela lo spettro della modulazione parassita di fase che si aggiunge a quello utile.

Agli effetti pratici, più che la composizione dello spettro risultante, interessa determinare la deviazione massima Δf_i della frequenza istantanea corrispondente. Le trattazioni su questo soggetto forniscono:

$$[3] \qquad \Delta f_i = \Delta f_u \frac{X+1}{X-1} .$$

La [3] pone in evidenza che il valore di X è determinante agli effetti di Δf_i e che quest'ultima tende all'infinito per X tendente all'unità ($V_B \rightarrow V_A$).

Per quanto si è detto nel paragrafo 7-2 per la soppressione della modulazione parassita di ampiezza è necessario che la banda passante dei limitatori sia maggiore del valore di Δf_i che fornisce la [3], indipendentemente dalla banda passante dei circuiti selettivi anteriori, che è sufficiente sia maggiore o uguale a $\sim \Delta f_u \cdot \sqrt{2}$.

7-4 - La frequenza istantanea parassita è la derivata, rispetto al tempo, della fase parassita; tale derivata risulta massima negli istanti nei quali i vettori rappresentativi dei due segnali A e B sono

in opposizione di fase, ossia quando l'ampiezza istantanea della risultante R è minima; ciò appare con evidenza dal diagramma della figura 11 *b*), che si riferisce al caso in cui A e B non sono modulati, ma vale, sotto questo aspetto, anche per segnali modulati.

Ne consegue che i valori estremi della escursione massima Δf_i della frequenza istantanea all'uscita dei limitatori coincidono sempre con valori minimi della ampiezza di R all'entrata dei medesimi; tali minimi risultano pari a: $R_{min} = V_A (X - 1)/X$, dove $X = V_A/V_B > 1$. Se ne deduce che la seconda condizione necessaria per la soppressione della modulazione parassita di ampiezza richiede che la soglia di limitazione in entrata sia inferiore a R_{min} nell'intera escursione Δf_i della frequenza istantanea di R.

Questa seconda condizione costituisce una conferma della prima; infatti, nel campo in cui la tensione di uscita rimane costante, il guadagno di tensione di un limitatore è inversamente proporzionale all'ampiezza del segnale entrante ed in corrispondenza dei minimi di questa ultima risulta massimo. Nel caso in esame si hanno minimi di R (segnale entrante) agli estremi di una banda di larghezza Δf_i, perciò in corrispondenza di tali estremi il guadagno dei limitatori dovrà essere massimo: ***questa condizione può essere soddisfatta solo se la banda passante dei limitatori è maggiore di Δf_i.***

7-5 - La terza condizione necessaria per la soppressione della modulazione parassita di ampiezza esige che, se i circuiti del rivelatore sono selettivi, la loro banda passante sia maggiore anch'essa di Δf_i. Infatti, anche se i limitatori soddisfano alle due prime condizioni, qualsiasi decurtazione susseguente dello spettro della modulazione parassita di fase, che, come si è detto in precedenza, è una conseguenza reversibile della soppressione della modulazione parassita di ampiezza, comporta la restaurazione parziale di quest'ultima.

La presenza della modulazione parassita di ampiezza, non permette la rivelazione lineare della funzione modulante utile, ma produce distorsione di non linearità ed intermodulazione col segnale interferente.

7-6 - Se anche la terza condizione è soddisfatta, rimane un ultimo fattore da considerare: la risposta del rivelatore a un segnale di ampiezza costante e di frequenza variabile.

Si supponga che la risposta sia lineare nell'intero campo di escursione Δf_i della frequenza istantanea del segnale entrante; in questo caso la tensione di uscita del rivelatore è costituita da una parte proporzionale alla deviazione istantanea del segnale utile A e da una parte proporzionale alla deviazione della frequenza parassita.

Il valor medio di questa seconda parte è nullo e le componenti relative, risultando prevalentemente supersoniche, possono essere quasi totalmente soppresse mediante filtrazione. Perciò la funzione modulante del segnale utile viene resa senza distorsione; non si produce diafonia fra i due segnali e le componenti udibili del disturbo causato dall'interferenza sono ridotte al minimo.

Se invece la risposta non è lineare, o lo è solo in una parte della suddetta escursione Δf_i, il valor medio delle componenti di disturbo non è più nullo ed il segnale utile risulta affetto da intermodulazione e diafonia col segnale interferente.

7-7 - Le considerazioni precedenti pongono in evidenza che i circuiti di limitazione e di rivelazione debbono soddisfare a requisiti inscindibili che possono essere considerati come «requisiti del sistema di rivelazione», qualora s'includano in esso i limitatori.

Da questo punto di vista è possibile definire le caratteristiche del sistema con due soli parametri:

a) la larghezza Δf_r della banda di risposta lineare, intesa, quest'ultima, come relazione lineare fra la frequenza del segnale entrante nei limitatori e la tensione uscente dal sistema;

b) l'ampiezza del segnale entrante che, nel punto più sfavorevole della banda Δf_r (che di solito coincide con l'estremo superiore), è necessaria per conseguire la suddetta risposta lineare.

Più avanti si dimostrerà con un esempio, che questi due parametri sono sufficienti per determinare, in sede di progetto del ricevitore, le condizioni che debbono essere soddisfatte per trarre il massimo profitto da un determinato sistema di rivelazione.

7-8 - Se i segnali interferenti A e B sono segnali di radiodiffusione, le rispettive deviazioni massime Δf_u sono contenute in $\pm$ 75 kHz; supponendo coincidenti le frequenze portanti, il battimento massimo fra i due segnali risulta uguale a Δf_u, ossia a 150 kHz. Denominando, come al solito, con V_A ed V_B le ampiezze di A e B e ponendo $X = V_A/V_B > 1$, il segnale A può essere rivelato senza diafonia, solo se è soddisfatta la condizione:

$$X \geq \frac{\dfrac{\Delta f_r}{\Delta f_u} + 1}{\dfrac{\Delta f_r}{\Delta f_u} - 1} \qquad [4]$$

dove Δf_r è la banda di risposta lineare del sistema di rivelazione definita nel paragrafo 7-7.

Per Δf_u = 150 kHz, il valore limite X_o, di X che corrisponde all'uguaglianza dei due membri della [4], fornisce il «rapporto di captazione» teoricamente compatibile con Δf_r. La relazione fra X_o e Δf_r è rappresentata dal grafico della figura 12 che pone in evidenza che per ottenere rapporti di captazione prossimi all'unità, occorrono estensioni molto grandi della banda di risposta lineare del sistema di rivelazione.

7-9 - Se il segnale interferente B viene sostituito da un disturbo incoerente, come per esempio il soffio, l'estensione del relativo spettro risulta dello stesso ordine della banda passante Δf_p dei circuiti selettivi del ricevitore. Se Δf_r è grande, la frequenza istantanea del battimento col segnale utile A può superare notevolmente Δf_u, con conseguente aumento di Δf_i e del rapporto di captazione. Ne consegue che per ridurre quest'ultimo è conveniente assumere per Δf_p, il valore minimo compatibile con il livello richiesto della distorsione di non linearità della funzione modulante del segnale utile.

In proposito si osserva che, se il sistema di rivelazione è lineare, la distorsione dipende esclusivamente dalla caratteristica di fase dei circuiti selettivi: la distorsione è nulla se la caratteristica di fase è lineare, ossia se il ritardo di propagazione dei circuiti selettivi è costante nella banda occupata dallo spettro del segnale utile.

Se il ritardo di propagazione non è costante la distorsione non è nulla ed aumenta proporzionalmente alla frequenza modulante; nel caso di segnali stereofonici multiplex, la cui frequenza modulante raggiunge i 53 kHz questo tipo di distorsione può assumere valori rilevanti ([1]).

Per contro, la forma della curva di selettività del ricevitore è molto meno importante, dato che la modulazione di ampiezza che viene causata da una risposta non piana nell'interno della banda passante può essere facilmente soppressa con uno stadio limitatore addizionale.

7-10 - *Esempio di applicazione delle precedenti deduzioni.* Si supponga di disporre di un sistema di rivelazione caratterizzato da una risposta lineare di 2 MHz di estensione ottenibile applicando all'entrata dei limitatori un segnale di ampiezza non inferiore a 10 mV nell'intera banda suddetta. In base alla figura 12, risulta un rapporto teorico di captazione X_0 di 1,16 (1,3 dB) ed una ampiezza minima del segnale risultante R, che viene applicato all'entrata dei limitatori, pari a $V_A (X - 1)/X_0$ dove V_A è la componente utile. Dovendo tale minimo non essere inferiore a 10 mV, risulta

$$V_A = 10 \frac{X_0}{X_0 - 1} = \frac{10 \cdot 1{,}16}{0{,}16} = 72 \text{ mV} \qquad (^2)$$

Se si ammette che le irregolarità della curva di selettività nell'interno della banda passante siano dell'ordine di 3 dB, occorre incrementare V_A di $\sim\sqrt{2}$ volte; possiamo dunque assumere $V_A \cong 100$ mV. Nella ipotesi che venga richiesto che il rapporto teorico di captazione permanga inalterato sino ad un minimo di 5 μV dell'ampiezza del segnale entrante nel ricevitore, il guadagno in tensione dei circuiti compresi fra i terminali di antenna e l'entrata dei limitatori, dovrà essere non inferiore a:

$$\frac{100 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-6}} = 20000 = 86 \text{ dB}.$$

7-11 - Le precedenti argomentazioni portano a concludere che, se sono soddisfatte anche le altre condizioni accessorie, le prestazioni di un ricevitore a MF sono tanto migliori quanto più estesa è la risposta lineare del suo sistema di rivelazione; l'impiego dei sistemi a larga banda è dunque necessario nei ricevitori ad alto livello di prestazione ed è tecnicamente preferibile anche nei casi normali dove consente di minimizzare la distorsione. (1165)

Fig. 12. — *Curva a tratto continuo*: rapporto di captazione teorico X_0 in funzione della estensione Δf_r della banda di risposta lineare del sistema di rivelazione, nel caso di segnali interferenti cocanali con $\Delta f = \pm$ 75 kHz.
Curva a tratti: guadagno supplementare G_s che si deve introdurre per compensare la perdita causata dalla modulazione parassita di ampiezza (valore numerico).

([1]) Generalmente nei cataloghi dei ricevitori stereofonici HI-FI, viene indicata la distorsione a 1.000 Hz. Per quanto si è detto tale dato è poco significativo, poiché la distorsione reale potrebbe raggiungere, in corrispondenza delle frequenze elevate, livelli di ben 53 volte superiori!

([2]) La quantità $\frac{X_0}{X_0 - 1} = G_s$ rappresenta il guadagno di tensione supplementare che è necessario introdurre a monte dei limitatori per porre questi ultimi in condizione di eliminare la modulazione parassita di ampiezza. Nel diagramma della figura 12 il valore di G_s viene dato dalla curva a tratti.

BIBLIOGRAFIA

1) MARCUS J.: *La modulation de frequence.* « Editions Eyrolles », Parigi, 1960.

2) SEIDMAN A. H.: *Pulse-counting detector for FM tuners.* « Electronics World », Gennaio 1967.

3) BILOTTI A., PEPPER R. S.: *A monolitic limiter and balanced discriminator for FM and TV receivers.* « Sprague Technical Paper N. 7-67-21 », Ottobre, 1967.

4) ROBE T. J., KAPLAN L.: *Design of high-performance FM receivers using high-gain integrated-circuit IF amplifiers.* « R.C.A. Report ER 122 », Agosto 1968.

SCIFO C.: *Amplificatore IF - Discriminatore TAA661.* « Nota Tecnica S.G.S. », Gennaio, 1969.

6) OKUNO Y., HAGINO S.: *Design considerations on solid state FM-IF stages.* « R.C.A. Report ER 128 », Gennaio, 1969.

7) CAMENZIND H. R.: *Phase-locking integrated tuned circuits made easy.* « Electronics », 28 Aprile 1969.

8) BISEY R. P.: *Ultra linear FM detector using low cost ICs.* « Microelectronics », Settembre, 1969.

RIVELATORE DI FREQUENZA SUPERLINEARE A BANDA LARGHISSIMA

METODO DI PROGETTO PER FILTRI COMBINATORI AUDIO-VIDEO

GIULIO PAOLO PACINI (*)

SOMMARIO — Dopo una descrizione dei circuiti attualmente più usati per la combinazione su un'unica antenna della potenza d'uscita dei trasmettitori audio e video (capo 2) vengono prese in considerazione, dal punto di vista del progetto, le principali caratteristiche di un filtro combinatore e cioè: caratteristiche di attenuazione (capo 3), caratteristiche di fase (capo 4), modulazione sincrona di ampiezza audio (capo 5). Il capo 6 è dedicato a considerazioni concernenti il coefficiente di qualità di risuonatori a costanti distribuite e ai criteri per ottenere in pratica i valori voluti. Seguono considerazioni sulle massime sollecitazioni elettriche (capo 7) ammesse in sistemi a costanti distribuite e sui sistemi di compensazione e controlli (capo 8) per un esercizio sicuro delle unità combinatrici. È infine descritto il criterio di progetto mediante calcolatore elettronico (capo 9) per i filtri in oggetto. La scarsa letteratura tecnica concernente i metodi di progetto di queste unità combinatrici ha portato a sviluppare un sistema di calcolo, in parte originale, che, impostato in forma rigorosa, consente semplificazioni ed approssimazioni per una formulazione semplice del progetto. (Con i capi da 6 a 9 viene ultimata la pubblicazione di questo articolo iniziata nel numero precedente).

6. Coefficiente di qualità Q dei risuonatori.

Dopo aver stabilito, con i criteri esaminati nei paragrafi precedenti, il valore del Q da assegnare ai risuonatori, si tratta di determinare le dimensioni fisiche atte a realizzare tale valore.

La figura di merito di un risuonatore è rappresentata dal rapporto tra l'energia immagazzinata e quella dissipata in un certo intervallo di tempo. Se l'intervallo scelto è $T/2\pi$ si ha, come è noto, per definizione il coefficiente di qualità del risuonatore:

$$[18] \quad Q = 2\pi \frac{\text{energia immagazzinata}}{\text{energia dissipata in un periodo}} = \omega_0 \frac{W}{P},$$

ove W è l'energia immagazzinata, e P la potenza dissipata nel risuonatore.

6.1. Q per un risuonatore di tipo coassiale.

Per un risuonatore di tipo coassiale indicando con r ed l rispettivamente la resistenza e l'induttanza per unità di lunghezza della linea che lo realizza, l'energia immagazzinata ΔW e la potenza dissipata ΔP in un piccolo tratto di linea Δs, in cui la corrente di picco assume il valore I_p, sono rispettivamente

$$\Delta W = l \Delta_s I_p^2/2 \quad \text{e} \quad \Delta P = r \Delta_s I_p^2/2$$

con $I_p = I_{pM} \cos \vartheta$ essendo ϑ la distanza in gradi dal punto di massima corrente (cortocircuito).

Il rapporto $\Delta W/\Delta P$ è indipendente dal tratto Δs e dalla corrispondente corrente I_p considerati, onde per l'intera linea dalla [18] risulta $Q = \omega_0 l/r$.

(*) Dott. ing. Giulio Paolo Pacini della RAI.
Questo articolo è ricavato dalla omonima memoria presentata dall'autore al « 7° Convegno Tecnico Componenti Elettronici » organizzato dall'ANIE a Milano il 9-10 settembre 1969. Tema del Convegno: « Filtri - Nuove realizzazioni e nuovi metodi di progetto ». Pervenuto il 16 ottobre 1969.

Mediante le relazioni:

$$[19] \quad \alpha = \frac{r}{2 R_c}; \qquad \beta = \omega_0 \sqrt{l c};$$

$$R_c = \sqrt{\frac{l}{c}}; \qquad v = \frac{1}{\sqrt{l c}};$$

dove α e β sono le costanti d'attenuazione e di fase,

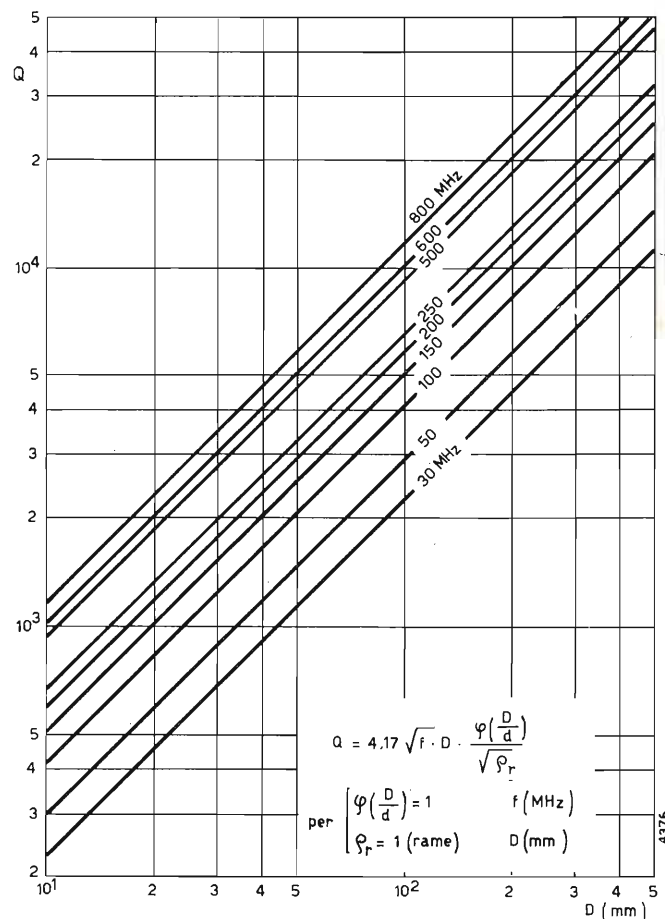



Fig. 22. — Grafico per il calcolo del coefficiente di qualità Q per una linea coassiale, in funzione del diametro esterno. Parametro: la frequenza.

R_c = impedenza caratteristica, v = velocità di fase, espresse in forma approssimata per linee con piccole perdite, ed r, l, c sono rispettivamente resistenza, induttanza e capacità per unità di lunghezza della linea, è possibile esprimere il Q nelle seguenti forme che verranno utilizzate oltre:

$$[20] \quad Q = \omega_0 \frac{W}{P} = \frac{\omega_0 l}{r} = \frac{\beta}{2\alpha} = \beta \frac{R_c}{r} = \frac{\pi}{\alpha \lambda_0}.$$

Per il risuonatore coassiale si ha:

$$[21] \quad Q = 4{,}17 \sqrt{\frac{f}{\varrho_r}} \cdot D \cdot \varphi\left(\frac{D}{d}\right) \quad [f \text{ in MHz}, D \text{ in mm}]$$

dove D = diametro interno del conduttore esterno, d = diametro del conduttore interno, ϱ_r = resistività riferita a quella del rame (per quest'ultima si considera un valore medio pari a $1{,}76 \cdot 10^{-6}$ ohm · cm).

I valori di ϱ_r per i conduttori più comunemente usati sono:

argento 0,93, oro 1,32, alluminio 1,6, zinco 3,4, ottone 3,97, nichel 4,16, ferro puro 5,4, stagno 6,57, acciaio 8,6.

Il valore di Q per la linea coassiale, espresso dalla [21], è tracciato in funzione di D, per varie fraquenze,

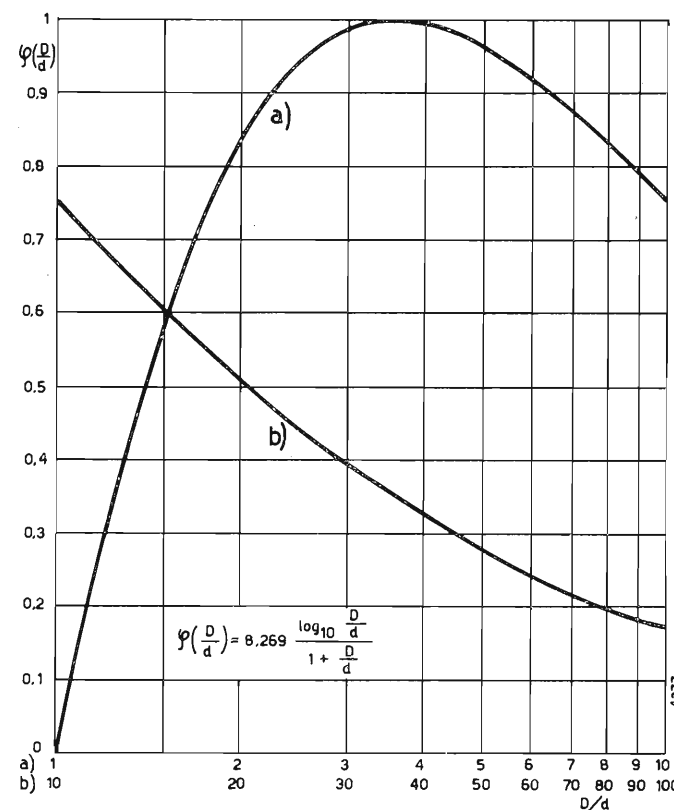



Fig. 23. — Funzione del rapporto dei diametri per una linea ccassiale: si utilizza per il calcolo di Q e α.

nella figura 22 per $\varrho_r = 1$ (rame) e $\varphi(D/d) = 1$. La funzione $\varphi(D/d)$ ha il seguente valore;

$$[22] \quad \varphi\left(\frac{D}{d}\right) = 8{,}269 \frac{\log_{10}(D/d)}{1 + D/d}.$$

che diventa massimo ed eguale all'unità per $D/d = 3{,}6$ a cui corrisponde un'impedenza caratteristica $R_c = 77$ ohm della linea coassiale.

Nella figura 23 è rappresentato il suo andamento. A parità di D/d e quindi di R_c, come risulta dalla [21], Q cresce proporzionalmente a D mentre α, dato dalla prima delle [19], decresce proporzionalmente a D.

Il valore di Q espresso dalla [21] è indipendente dal numero n di quarti d'onda di cui può essere costituito il risuonatore, perché aumentano, nello stesso rapporto n, sia l'energia immagazzinata, sia la potenza dissipata. Questo valore è il massimo che è possibile ottenere da una linea coassiale di diametro D; in pratica diversi elementi concorrono ad abbassarne il valore. Per calcolare il valore reale Q_0 del coefficiente di qualità è importante distinguere due casi:

a) quando l'energia immagazzinata nel campo elettromagnetico del risuonatore rimane costante, indipendentemente dal numero i degli elementi dissipativi, il Q_0 reale s'ottiene come parallelo dei Q che si avrebbero inserendo una alla volta le i sorgenti di perdite, ossia:

$$[23] \quad \frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q} + \frac{1}{Q_1} + \ldots + \frac{1}{Q_i} + \ldots$$

che mediante la [18] può essere espressa in forma più utile come segue:

$$[24] \quad Q_0 = KQ \quad \text{con } K = \frac{1}{1 + \frac{P_1}{P} + \ldots + \frac{P_i}{P} + \ldots}$$

essendo la P la potenza dissipata relativa al valore Q iniziale e $P_1 \ldots P_i$ le potenze dissipate dalle i sorgenti di perdite aggiunte. È il caso in cui gli elementi dissipativi aggiunti al risuonatore sono: elementi striscianti di contatto (finger) spesso presenti per consentire la regolazione di sintonia; fondo di chiusura e cortocircuito di una risuonatore, ecc.;

b) quando viceversa il Q è abbassato per una diversa conformazione del risuonatore che coinvolga anche il contenuto d'energia immagazzinata, non è più applicabile la [23] e quindi il calcolo del Q deve essere impostato integralmente partendo dalla sua definizione [18]. È il caso di linea accorciata fisicamente mediante un allungamento elettrico ottenuto con un tronco di linea a impedenza caratteristica più bassa oppure con una capacità concentrata.

Nel caso a) il calcolo del Q_0 reale partendo dal valore Q espresso dalla [21] si riduce al calcolo del rapporto P_i/P relativo all'i-esima perdita.

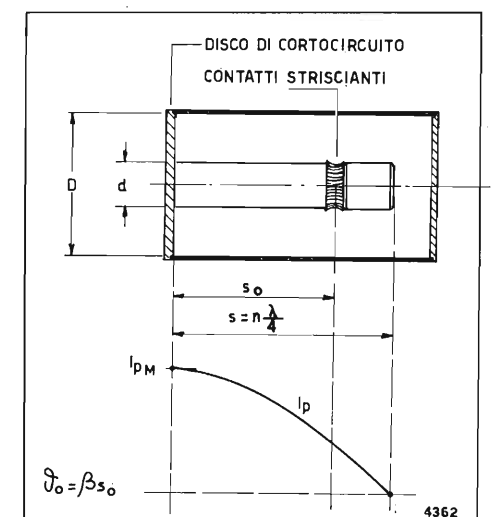



Fig. 24. — Cavità coassiale in $\lambda/4$ con estremo aperto.

Per la perdita dovuta al disco di cortocircuito (fig. 24) tale rapporto vale

$$\frac{P_i}{P} = 3{,}71 \cdot 10^{-6} \frac{f_0 D}{n} \cdot \varphi \left(\frac{D}{d}\right) \qquad [25]$$

[f in MHz, D in mm]

n = numero dei quarti d'onda relativi alla lunghezza di risonanza.

Per la perdita dovuta ai contatti striscianti (fig. 24) tale rapporto vale:

$$\frac{P_i}{P} = 26{,}66 \cdot 10^{-6} \frac{f_0 \cdot L}{n} \cos^2 \vartheta_0 \qquad [26]$$

[f in MHz, L in mm]

ove ϑ_0 è la distanza espressa in radianti ($\vartheta_0 = \beta\, s_0$) della corona dei «finger» dal punto di massima corrente (cortocircuito) ed L è una lunghezza equivalente di linea che darebbe luogo alle stesse perdite di quelle dovute ai «finger». Il valore di L, che per evidenti motivi non può essere valutato con rigore è possibile ricavarlo dalle ultime tre colonne della Tav. II, per alcuni «finger» di uso più comune. Esso è costituito dalla somma dei due termini E ed $F/\sqrt{f}$ (v. didascalia Tav. II) di cui il primo dipende solo dalle caratteristiche geometriche; il secondo dal montaggio, dalle caratteristiche geometriche e meccaniche, e dalla frequenza. Naturalmente la [26] dovrà essere applicata due volte se i «finger» sono presenti sia sul tubo interno sia su quello esterno.

Tavola II

PARAMETRI MECCANICI ED ELETTRICI PER CONTANTI STRISCIANTI (FINGER) DI USO PIÙ COMUNE

TIPO DI "FINGER"	DIMENSIONI	DIMENSIONE DENTE			DIMENSIONE D'INSIEME			PARAMETRI CALCOLO LUNGH. EQUIV. L(mm)		
		LARGH. DENTE b (mm)	LUNGH. LIBERA FLES. Lf (mm)	SPESS. h (mm)	PASSO p (mm)	NUM. DENTI PER METRO	RAPP. VUOTO PIENO (p−b)/b	E (mm)	MONTAGGIO (TIRO) fr (mm)	F (mm)
1/b		1,2	6	0,12	1,85	540	0,542	2,58	0,25	808
									0,5	641
1/c		2	5	0,25	3,33	300	0,663	2,63	0,5	256
									0,75	224
2 17/32"		3	5,3	0,25	4,16	240	0,4	1,68	0,75	175
									1	159
2/a 17/32" E		3	5	0,25	4,25	235	0,417	1,66	0,75	166
									1	150
4/a 31/32" E		3	9	0,27	4,25	235	0,417	2,97	1	249
									1,5	218
6		2,8	16,5	0,48	4,1	244	0,43	5,66	2	208
									2,5	194
3 44/32" E		3	12	0,3	4,25	235	0,417	3,96	1,5	262
									2	238

4363

Lunghezza equivalente (relativa al conduttore coassiale interno)

$L = E + F/\sqrt{f}$ L in mm, f in MHz.

Per esterno dividere L per il rapporto dei diametri: $D/d = \cong 3{,}6$. Materiale del finger: rame al berilio trattato.

Da queste due ultime relazioni risulta che, sebbene il Q di partenza sia indipendente dal numero n dei quarti d'onda che compongono il risuonatore, il Q reale è più favorito nei riguardi delle perdite aggiunte, quando $n > 1$; inoltre le perdite relative ai «finger» e rappresentate dalla [26] possono essere in questo caso addirittura annullate se si pongono i contatti striscianti in un nodo di corrente ($\vartheta_0 = \pi/2$).

Nel caso *b*), viceversa, il calcolo integrale del Q porta ai seguenti risultati:

— se la linea d'impedenza R_{c1} è accorciata con un tronco a impedenza più bassa R_{c2}, come è indicato

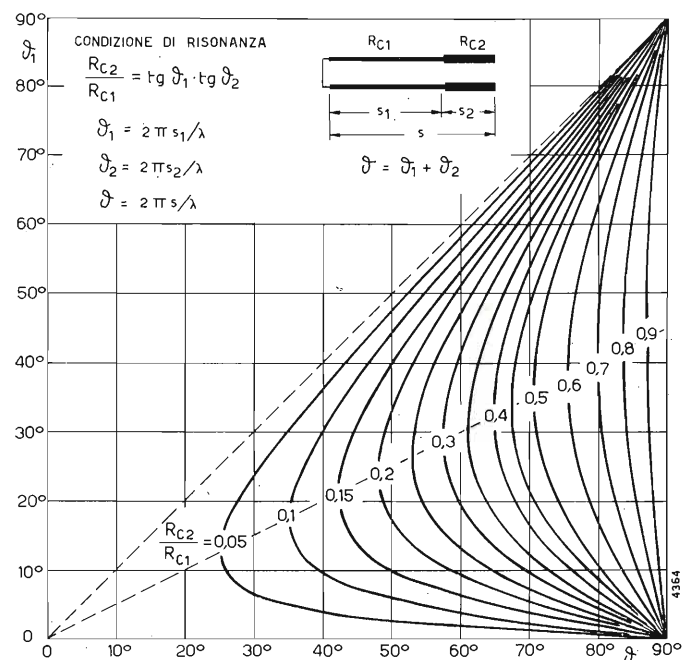



Fig. 25. — Condizione di risonanza per linea accorciata mediante uno spezzone di linea a impedenza caratteristica più bassa. Il grafico si utilizza per ricavare le lunghezze praziali dopo aver stabilito la lunghezza totale *s* del risuonatore, in funzione del rapporto delle impedenze caratteristiche.

nello schema inserito nel grafico di figura 25, si ha:

$$\frac{Q}{Q_1} = \frac{1 + N}{1 + N\, Q_1/Q_2} \qquad [27]$$

ove Q è il valore risultante; Q_1 e Q_2 rispettivamente i coefficienti di qualità dei due tronchi di linea e la quantità N ha il seguente valore

$$N = \frac{(2\,\vartheta_2/\text{sen}\ 2\,\vartheta_2) - 1}{(2\,\vartheta_1/\text{sen}\ 2\,\vartheta_1) + 1} \,. \qquad [28]$$

La [27] è valida insieme alla condizione di risonanza:

$$\frac{R_{c2}}{R_{c1}} = \text{tg}\ \vartheta_1 \cdot \text{tg}\ \vartheta_2 \,. \qquad [29]$$

Nel grafico di figura 25 è rappresentata la condizione di risonanza [29] che consente, dopo aver stabilito a piacere la lunghezza massima di linea, ossia il valore $\vartheta < \pi/2$, di risalire al valore più conveniente di ϑ_1 e $\vartheta_2 = \vartheta - \vartheta_1$ in funzione del

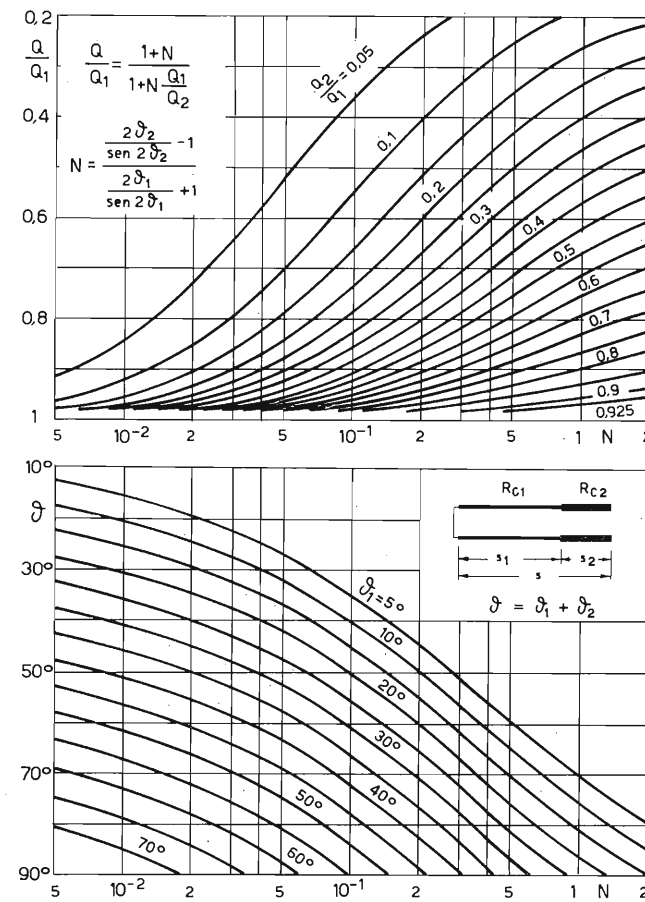



Fig. 26. — Grafici per il calcolo del coefficiente di qualità Q per una linea risonante accorciata mediante uno spezzone di linea a impedenza caratteristica più bassa, in funzione delle lunghezze e dei Q dei due tronchi.

rapporto R_{c2}/R_{c1} delle impedenze caratteristiche dei due tronchi; nei grafici a) e b) di figura 26 il valore di ϑ scelto e il valore di ϑ_1 corrispondente sono legati tramite la funzione N al valore del Q risultante in funzione dei coefficienti di qualità Q_1 e Q_2 dei due tronchi che compongono il risuonatore. Questi grafici consentono un progetto spedito ed una visione completa della situazione, senza tentativi come di consueto è necessario fare.

— se la linea è accorciata mediante capacità come è indicato nello schema inserito nel grafico di figura 27, si ha analogamente:

$$\frac{Q}{Q_L} = \frac{1}{1 + 2\ M\ Q_L/Q_c} \qquad [30]$$

ove Q è il valore risultante; Q_L e Q_c sono rispettivamente i coefficienti di qualità della linea e del condensatore ed:

$$M = \frac{1}{(2\,\vartheta/\text{sen}\ 2\,\vartheta) + 1} \,. \qquad [31]$$

Le [30] e [31] sono valide insieme alla condizione di risonanza:

$$\omega_0 C_c R_c = 1/\text{tg}\ \vartheta \,. \qquad [32]$$

Nel grafico di figura 27 è rappresentata la condizione di risonanza che consente, dopo aver scelto a piacere la lunghezza della linea corrispondente ad un angolo $\vartheta < \pi/2$ di conoscere il valore della capacità d'accordo tramite il valore di suscettanza $\omega_0\, C_c$. Nel grafico di figura 28 si ottiene il valore del Q risultante in funzione del coefficiente di qualità Q_L della linea e Q_c del condensatore per il valore ϑ prescelto.

6.2. Q PER UN RISUONATORE CILINDRICO TM_{010}.

Si procede in modo analogo a quanto si è visto per il risuonatore coassiale; anche per questi risuonatori sono valide le due proposizioni a) e b) del paragrafo precedente e in particolare le [23] e [24].

Partendo dalla definizione di coefficiente di qualità risulta:

$$Q = \frac{\delta}{2} \frac{\int_V \mathcal{H}^2\, dV}{\int_S \mathcal{H}^2\, dS} \qquad [33]$$

essendo gli integrali estesi al volume interno V e alla superficie interna S del risuonatore ($\mathcal{H}$ = campo magnetico; δ = spessore di penetrazione).

Per il risuonatore oscillante nel modo TM_{010} si ha:

$$Q = 7{,}49 \sqrt{\frac{f_0}{\varrho_r}} \frac{D}{1 + D/(2\,H)} \qquad [34]$$

[f in MHz, D e H in mm]

essendo D e H il diametro e l'altezza interni alla cavità (fig. 31).

Se all'interno sporgono corpi cilindrici di diametro d, altezza h (fig. 31) quali cilindri di sintonia, sonde d'accoppiamento, ecc., il coefficiente di qualità si riduce secondo l'espressione approssimata:

$$Q_0 = K\, Q \text{ con } K = \frac{1 - \dfrac{\Sigma\, d_i^2\, h_i}{D^2\, H}}{1 + \dfrac{2\, \Sigma\, d_i\, h_i}{D\,(D + 2\,H)}} \,. \qquad [35]$$

6.3. CONCLUSIONI SUL CALCOLO DEL Q.

Prima di chiudere l'argomento coefficiente di qualità si considerano altri fattori di minore entità che

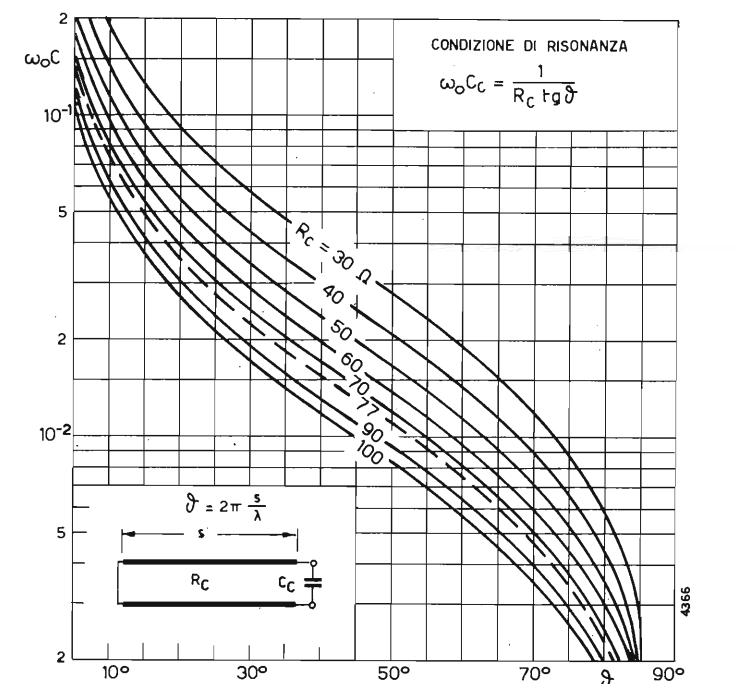



Fig. 27. — Condizione di risonanza per linea accorciata mediante capacità terminale. Il grafico si utilizza per ricavare il valore della capacità d'accordo C_c dopo aver stabilito la lunghezza *s* della linea. in funzione della sua impedenza caratteristica.

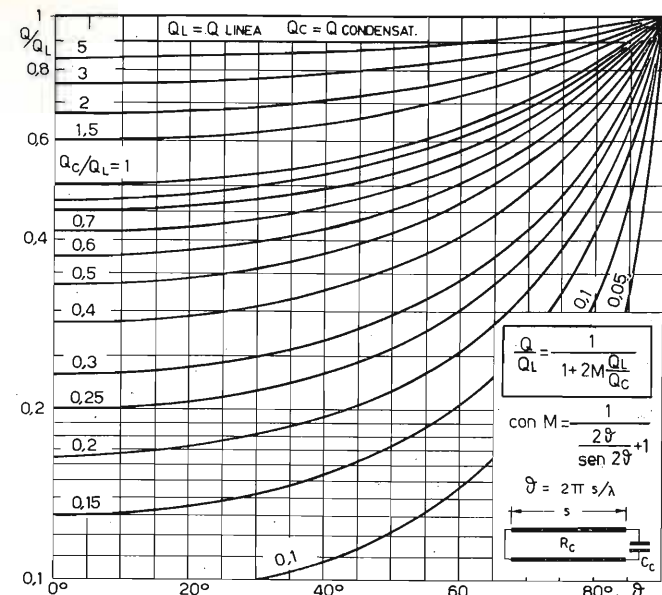



Fig. 28. — Grafici per il calcolo del coefficiente di qualità per una linea accorciata mediante capacità terminale in funzione della sua lunghezza e dei Q della linea e del condensatore.

agiscono sul valore del Q calcolato e sulla caratteristica d'attenuazione.

a) Se il risuonatore usato è del tipo indicato nelle figure 17 a, 18 b (o analogamente nelle figure 16 b, 18 a), le perdite sulla linea derivata in $\lambda/4$ (o $\lambda/2$) sono equivalenti ad una piccola resistenza in serie alla componente r_s; tale effetto riduce il rapporto x_s/r_s il che equivale ad abbassare il Q risultante; di tale effetto è possibile tener conto mediante la $R_s = R_c \cdot \alpha\, s = n\pi\, R_c/(4\,Q)$ (v. Tav. I - sez. 2a). Tuttavia essendo il rapporto tra l'impedenza caratteristica di questa linea e della linea del risuonatore audio molto bassa, il rapporto delle loro componenti ohmiche è molto piccolo malgrado il maggiore Q del risuonatore, per cui tale componente è di entità limitata.

b) Il valore della reattanza normalizzata x_s a $+5$ MHz necessaria per il calcolo del Q viene ottenuto mediante la formula [1]. Per un calcolo rapido è comodo utilizzare il grafico della figura 12 che rappresenta la [3]. Così facendo si commette un errore che in genere è piccolo dato che a $+5$ MHz $x_s \gg r_s$ ed è tanto più piccolo quanto minore è r_s, ossia la perdita stabilita alla portante audio. In realtà x_s dovrà essere tanto più alta quanto maggiore sarà r_s, perchè la dissipazione su r_s aumenta l'attenuazione prevista. Tale errore si trasferisce sul valore di Q, che dovrà essere aumentato nello stesso rapporto.

c) Il fatto di avere un polo ad una frequenza di poco minore della frequenza di zero (portante audio) dà luogo a due conseguenze: la prima è quella di introdurre una reattanza (o suscettanza) d'accoppiamento come si è visto di cui è possibile tenere conto; l'altra è di agire sull'attenuazione a $+5$ MHz variando il rapporto x_s/r_s, e quindi il Q necessario per il risuonatore audio, nel modo seguente: la *parte reattiva* dei circuiti relativi al polo, qualunque sia il canale considerato, ha un effetto sul valore di reattanza x_s a $+5$ MHz di pochi percento nei casi più sfavorevoli e quindi può essere trascurato anche perchè va a vantaggio del Q; la *parte resistiva* relativa agli stessi circuiti, viceversa, va a svantaggio del Q perchè è da considerarsi come una resistenza di valore $R_p = R_c/(\alpha\, s) = 4\, Q_p\, R_c/(\pi\, n)$ (v. Tav. I - sez. 2a) in parallelo al circuito serie relativo allo zero, con conseguente aumento dell'attenuazione a $+5$ MHz. Tuttavia l'effetto di questa componente è molto piccolo (analogamente al punto a); questo fatto ci avverte che il dimensionamento del circuito relativo al polo (ossia il calcolo del Q_p e quindi del diametro della linea corrispondente) non dovrà essere basato sulle perdite introdotte da esso, ma da altre considerazioni relative alle massime sollecitazioni elettriche (v. capo 7).

d) In parallelo alla resistenza R_p discussa al punto precedente c) dovrà essere invece considerata una resistenza equivalente a tutte le perdite sulle linee che costituiscono l'unità combinatrice, l'attenuazione corrispondente della quale va a sommarsi alla caratteristica d'attenuazione globale del filtro; tale attenuazione che si manifesta prevalentemente nell'intorno della portante video fa risentire i suoi effetti anche sulla reattanza x_s a $+5$ MHz (e di conseguenza sul Q del risuonatore audio) che dovrà essere tenuta più alta per non superare l'attenuazione prevista. Il valore di quest'attenuazione dipende dalla lunghezza e dal diametro (stabilito coi criteri esposti nel capo 7) delle linee costituenti il filtro. Tale valore, che comunque è abbastanza piccolo, sarà da detrarre dal valore d'attenuazione a $+5$ MHz stabilito per il calcolo del Q.

e) Il tracciamento della caratteristica d'attenuazione globale del filtro sarà ottenuto dalla [1] sommata alla perdita in dB menzionata al punto precedente d). Come ultima osservazione si vuole rilevare che la [1] non tiene conto dell'antirisonanza alla portante video; ciò nonostante i valori della caratteristica d'attenuazione in pratica non ne sono alterati se si osserva che, nei limiti di validità della [12], la reattanza $x_s = 2\, r_s\, Q\, \Delta f/f_0$ del risuonatore audio alla portante video (Δf = 5,5 MHz) è 11 volte maggiore di quella a $+5$ (Δf = 0,5); e quindi se a $+5$ ad esempio si ha x_s = 0,5 corrispondente ad un'attenuazione di 3 dB, alla portante video risulta x_s = 5,5 cui corrisponde un'attenuazione di $\sim$ 0,035 dB (v. fig. 12).

Il valore definitivo Q_0 del coefficiente di qualità del risuonatore si otterrà quindi come prodotto delle espressioni esaminate con i valori φ (D/d) e ϱ, moltiplicate per i vari coefficienti di riduzione, oltre ad appropriato coefficiente di sicurezza.

7. Massime sollecitazioni elettriche

La capacità di una linea di trasmissione coassiale, nei riguardi della potenza che può portare, è limitata da due fattori: tensione massima e temperatura massima per il conduttore interno.

La massima tensione ammessa tra i conduttori di una linea è un parametro di incerta valutazione, come dimostrano i controversi pareri dell'attinente letteratura, perchè molti fattori concorrono ad abbassare il limite di sicurezza in maniera non sempre controllabile. Tuttavia si può dire che, non solo il massimo gradiente di potenziale deve essere inferiore alla *rigidità dielettrica* (con un coefficiente di sicurezza $\geqslant 2$), ma

non deve essere nemmeno raggiunta la *tensione critica* da cui hanno inizio i fenomeni di effluvio (effetto corona).

Se la frequenza è sufficientemente alta (10 ÷ 30 MHz) da non consentire la completa deionizzazione tra un ciclo e il successivo, si dovrà tenere conto di un ulteriore coefficiente ($\sim$1,5) costante all'aumen-

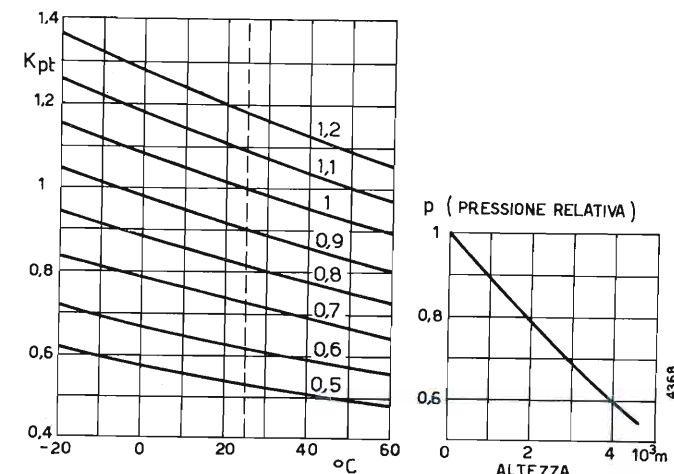



Fig. 29. — a) Coefficiente di riduzione per il massimo gradiente di potenziale su una linea in funzione della temperatura (ascisse) e del parametro p (pressione relativa) indicato sulle curve. b) Relazione tra pressione relativa p e altezza.

tare della frequenza. Altri fattori che tendono a ridurre la massima tensione ammessa sono la pressione e la temperatura di cui si tiene conto mediante un coefficiente k_{pt} rappresentato nel grafico a) tracciato nella figura 29 in funzione della pressione e della temperatura. Il grafico b) della stessa figura indica la diminuzione della pressione relativa p con l'aumentare dell'altezza sul livello del mare.

Infine dovrà essere tenuto conto della forma delle superfici tra cui è applicata la tensione: prove eseguite tra elettrodi di varie forme, a distanze costanti, hanno fornito coefficienti di forma k_f, variabili tra 1 per sfere di grande diametro a meno di 0,4 per elettodi conici.

Si può quindi dire che per una linea coassiale [se si considera per aria secca a 25°C, a pressione relativa p = 1 (livello del mare) una rigidità dielettrica K_R = = $20 \cdot 10^3$ V/cm (valore efficace)], il massimo gradiente ammesso risulta:

$$[36] \qquad K_{\max} = \sim 6 \cdot 10^3\, k_{pt} \cdot k_f\,, \qquad [\mathrm{V/cm}]$$

che, per valori medi di k_{pt} (tali quali possono verificarsi per centri trasmittenti posti su montagne) e k_f per linee coassiali con estremo aperto, assume un valore dell'ordine dei $2 \div 2{,}5 \cdot 10^3$ V/cm.

Per una linea di tipo coassiale il massimo gradiente si verifica sulle superficie del conduttore interno e risulta:

$$[36] \quad K_{\max} = 0{,}868\, \frac{V_{\max}}{d \log_{10}(D/d)} = \frac{120}{R_c} \cdot \frac{V_{\max}}{d}\,, \quad [V/\mathrm{cm}]\,,$$

ove $V_{\max}$ è la massima tensione (efficace) in volt e d il diametro del conduttore interno in centimetri.

A parità di diametro D, il valore d che rende minimo $K_{\max}$ è dato dal rapporto D/d = 2,718 corrispondente ad un'impedenza caratteristica di 60 ohm.

La valutazione di $V_{\max}$ si fa volta a volta, in base alla geometria del circuito e la distribuzione dei campi (o delle tensioni). È da tenere presente che, per una linea con piccole perdite in completo regime di onde stazionarie, il rapporto tra la tensione massima e la corrente massima (rispettivamente in un ventre e in un nodo di tensione) è uguale all'impedenza caratteristica del tronco di linea.

Il secondo elemento da considerare è il surriscaldamento del conduttore interno del coassiale; questo fattore, a differenza del precedente, aumenta con la frequenza, essendo la resistenza per unità di lunghezza della linea proporzionale alla radice della frequenza.

Si limita convenzionalmente, per una temperatura ambiente di 40° C, l'aumento di temperatura del conduttore interno ad un massimo di 60° C (corrispondenti ad un aumento di circa 20° del conduttore esterno) mentre in presenza di materiale isolante la massima temperatura del conduttore interno non deve superare 80° C.

8. Sistemi di compensazione e controlli.

Data la grande ripidità del fronte di taglio in prossimità della portante audio, per un funzionamento corretto nel tempo dell'unità combinatrice è necessaria una grande stabilità dei circuiti risuonatori, e ciò allo scopo di non aumentare le perdite audio, per la sicurezza stessa dell'apparato e soprattutto per non aumentare la modulazione d'ampiezza sincrona. Si valuta che per un esercizio sicuro la massima dissintonia consentita rispetto alla frequenza della portante audio sia dell'ordine dei 15 kHz. Tali condizioni risultano molto gravose: per l'estremo superiore della banda IV esse corrispondono ad un grado di stabilità $\Delta f/f_0$ dell'ordine di $2 \div 3 \cdot 10^{-5}$. In tali condizioni è necessario ricorrere ad una stabilizzazione dei risuonatori sia nei confronti delle variazioni della temperatura ambiente, sia per il riscaldamento locale dovuto alle perdite alle portante audio.

a) Per risuonatori di tipo coassiale con estremità aperta il provvedimento consiste nel contenere le variazioni di lunghezza del conduttore interno.
Il grado di stabilità relativa è: $\Delta f/f_0 = \Delta L/L_0 = \varepsilon \Delta t$, ove ΔL è l'incremento della lunghezza L_0 del risuonatore per un aumento Δt di temperatura ed ε il coefficiente di dilatazione lineare. Per valori di $\Delta f/f_0$ dell'ordine citato, solo l'Invar consente la stabilizzazione richiesta con un salto di temperatura ragionevole ($\sim$ 20 ÷ 25° C contro $\sim$ 2° per il rame e $\sim$ 1,5° per l'alluminio). Quindi o si fa il conduttore interno completamente in Invar (ri-

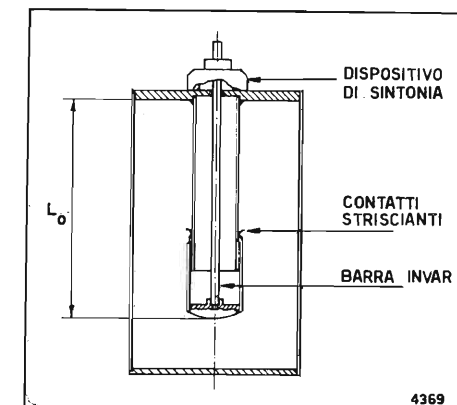



Fig. 30. — Stabilizzazione di un risuonatore coassiale in $\lambda/4$ mediante barra di Invar.

vestendolo con procedimento elettrolitico di rame o argento), oppure come è più frequente, si utilizza il giunto a contatti striscianti già esistente per la sintonia e si stabilizza il risuonatore con una barra di Invar, come indicato nella figura 30.

b) Per risuonatori a cavità la stabilizzazione diventa più complicata perché si tratta di contenere le variazioni di un volume dello spazio sede di oscillazioni elettromagnetiche.

Escludendo regolazioni termostatiche che comportano alcuni inconvenienti, si sono sperimentati due sistemi: uno elettronico ed uno meccanico.

Il primo è costituito da un ponte in cui viene confrontata la fase di un piccolo segnale prelevato dalla cavità, con la fase del segnale del trasmettitore audio prelevato all'entrata dell'unità combinatrice. Di questo dispositivo è stata data notizia nell'articolo citato nella nota [1].

Il secondo, di tipo meccanico-idraulico, è quello che ha dato le maggiori garanzie di buon funzionamento per le lunghe prove a cui è stato sottoposto e per i sistemi di sicurezza di cui è dotato. Il sistema è originale ed è stato brevettato a nome della RAI. Il controllo di sintonia è basato sullo spostamento di un pistoncino metallico P_1, parallelo all'asse della cavità, spinto dall'olio che si dilata all'aumentare della temperatura (fig. 31). Di questo dispositivo, che consente una stabilizzazione in banda UHF dell'ordine di $1 \div 1{,}5 \cdot 10^{-5}$ è stata data notizia in un precedente numero della rivista [2].

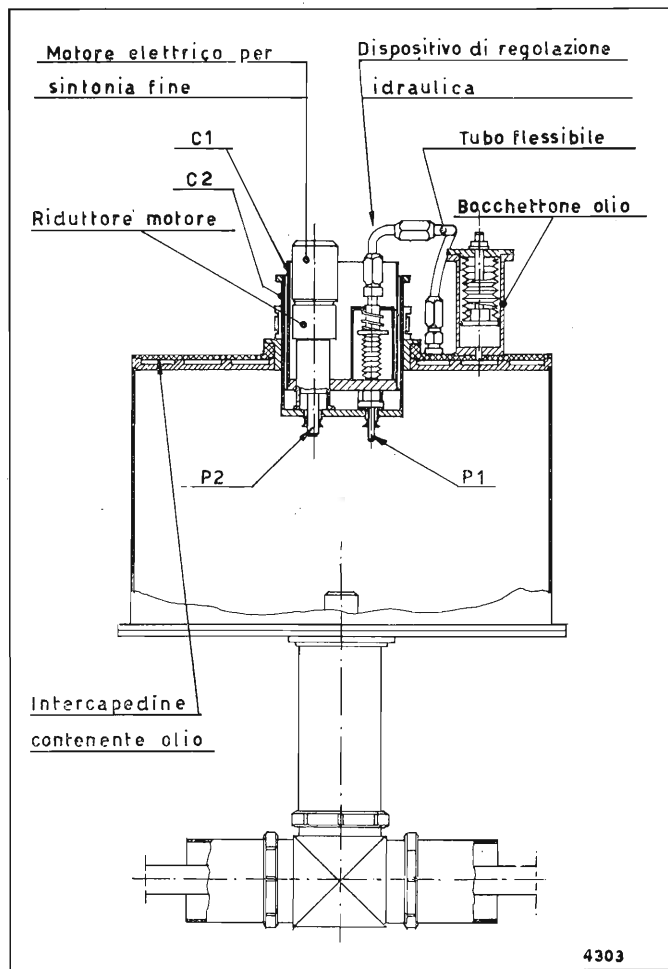



Fig. 31. — Dispositivo meccanico-idraulico di regolazione automatica di sintonia applicato a una cavità cilindrica.

Per la sicurezza dell'esercizio è utile corredare il filtro di un efficiente circuito di controllo che serve sia a valutare in ogni momento il funzionamento dell'unità combinatrice, sia come intervento d'emergenza per eventuali disfunzioni dell'impianto. Se ne ha un esempio nell'articolo citato nella nota [1].

Nella figura 32 è rappresentata un'unità combinatrice e vestigiale destinata alla banda I (canale B: 61 — 68 MHz) per una potenza di 5 kW picco video.

Nella figura 33 è rappresentata un'unità combinatrice costruita per la banda IV (470 ÷ 620 MHz) e per una potenza di 10 kW picco video.

9. Progetto mediante calcolatore elettronico.

È stato programmato il progetto dell'unità combinatrice considerata per un calcolatore elettronico di tipo « time-sharing ». Il progetto si svolge in due fasi:

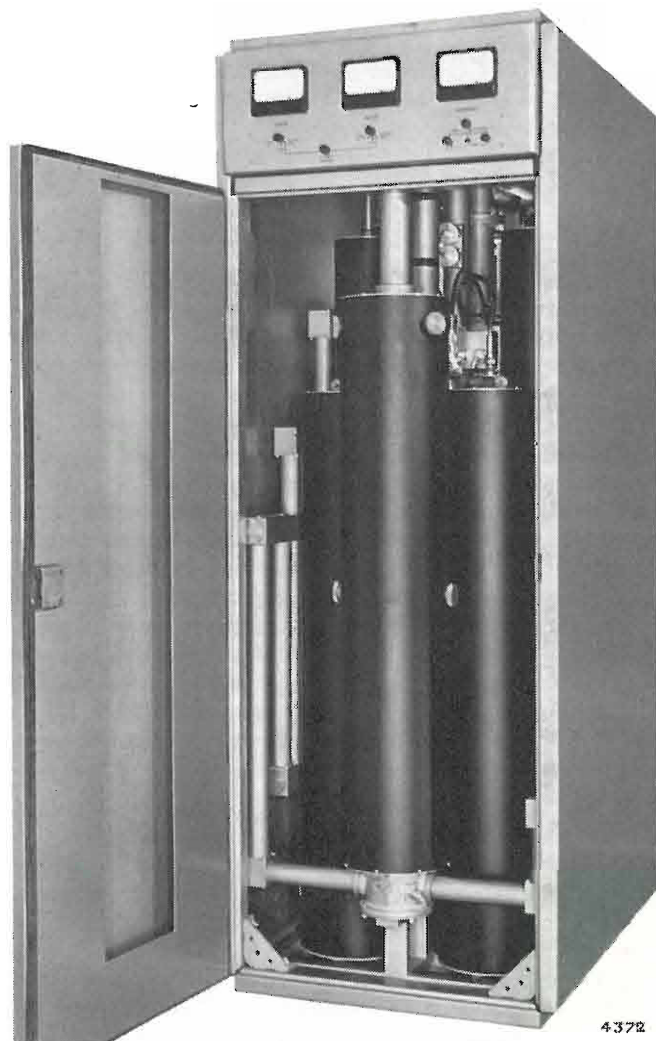



Fig. 32. — Unità combinatrice e vestigiale da 5 kW picco video per la banda I.

la prima serve alla definizione e alla scelta di alcune caratteristiche talvolta contrastanti; nella seconda fase il calcolatore, sufficientemente informato, procede al calcolo vero e proprio e alla stesura dei dati elettrici e meccanici del progetto. Il programma è stato compilato in modo da consentire la scelta tra più soluzioni che il calcolatore propone in sintesi con pochi valori a certe frequenze particolari.

Ciò perché, come si è visto in precedenza, alcune caratteristiche dell'unità combinatrice (attenuazione nella banda video; ritardo di gruppo; modulazione d'ampiezza sincrona) non sono tra loro indipendenti, anzi in qualche caso contrastanti. Tuttavia il progettista fingendo d'ignorare questa dipendenza richiede al calcolatore la soluzione del problema introducendo i valori desiderati per ognuna di queste caratteristiche a certe frequenze tipiche. Il calcolatore risponde proponendo successivamente varie soluzioni considerando buona l'una o l'altra delle richieste sovrabbondanti. Il progettista ha così modo di controllare panoramicamente quanto di meglio può ottenere e quale sia il minimo sacrificio necessario per giungere alla soluzione ottima procedendo, con successive modificazioni delle richieste in eccedenza.

Stabilite così le caratteristiche elettriche il programma prevede il dimensionamento meccanico con la scelta dei circuiti risuonatori tra tre tipi diversi di cavità: 1) cavità coassiale in $\lambda/4$; 2) cavità coassiale in $3/4\ \lambda$; 3) cavità cilindrica TM_{010}. Inoltre è prevista la scelta del materiale con cui saranno realizzate le cavità (rame, ottone, alluminio).

In base ai valori della frequenza, del coefficiente di qualità e del materiale usato, la scelta viene fatta in modo automatico dal calcolatore in base alle frequenze critiche di taglio e ai diametri, parametri che il calcolatore ha già valutato e messi in memoria. Esso può proporre, ad esempio, come soluzione unica la cavità cilindrica, oppure presentare due o tutte e tre le suddette soluzioni, inoltre, accanto alle soluzioni proposte, stampa le dimensioni geometriche in mm (diametri, lunghezze) effettuando anche l'arrotondamento dei valori calcolati ai diametri dei tubi metallici esistenti in commercio. A questo punto il calcolatore in possesso di tutte le informazioni e dei desideri del progettista inizia il calcolo completo presentando sotto forma di tabulazione tutti i dati elettrici e meccanici.

I dati introdotti all'inizio del progetto sono i seguenti:

f = frequenza portante audio (MHz);

f_m = frequenza massima di funzionamento del filtro (MHz);

P_a = potenza trasmettitore audio (W);

p_0 = perdita ammessa alla portante audio (%);

P_v = perdita alla portante video;

A_4 = attenuazione video a $+4{,}43$ MHz (sottoportante di colore) (dB);

A_5 = attenuazione video all'estremo superiore $+5$ MHz (dB);

τ_4 = ritardo di gruppo a $+4{,}43$ MHz (μs);

τ_5 = ritardo di gruppo a $+5$ MHz (μs);

M = massima modulazione sincrona audio a 50 kHz (dB).

Materiale per la cavità coassiale o cilindrica: (rame, ottone, alluminio).

Alla fine del colloquio e dell'elaborazione il calcolatore stampa i risultati.

Si riporta, a titolo d'esempio, quest'ultima fase del calcolo relativa ad un filtro combinatore per il canale 30 della banda IV come esce dalla telescrivente.

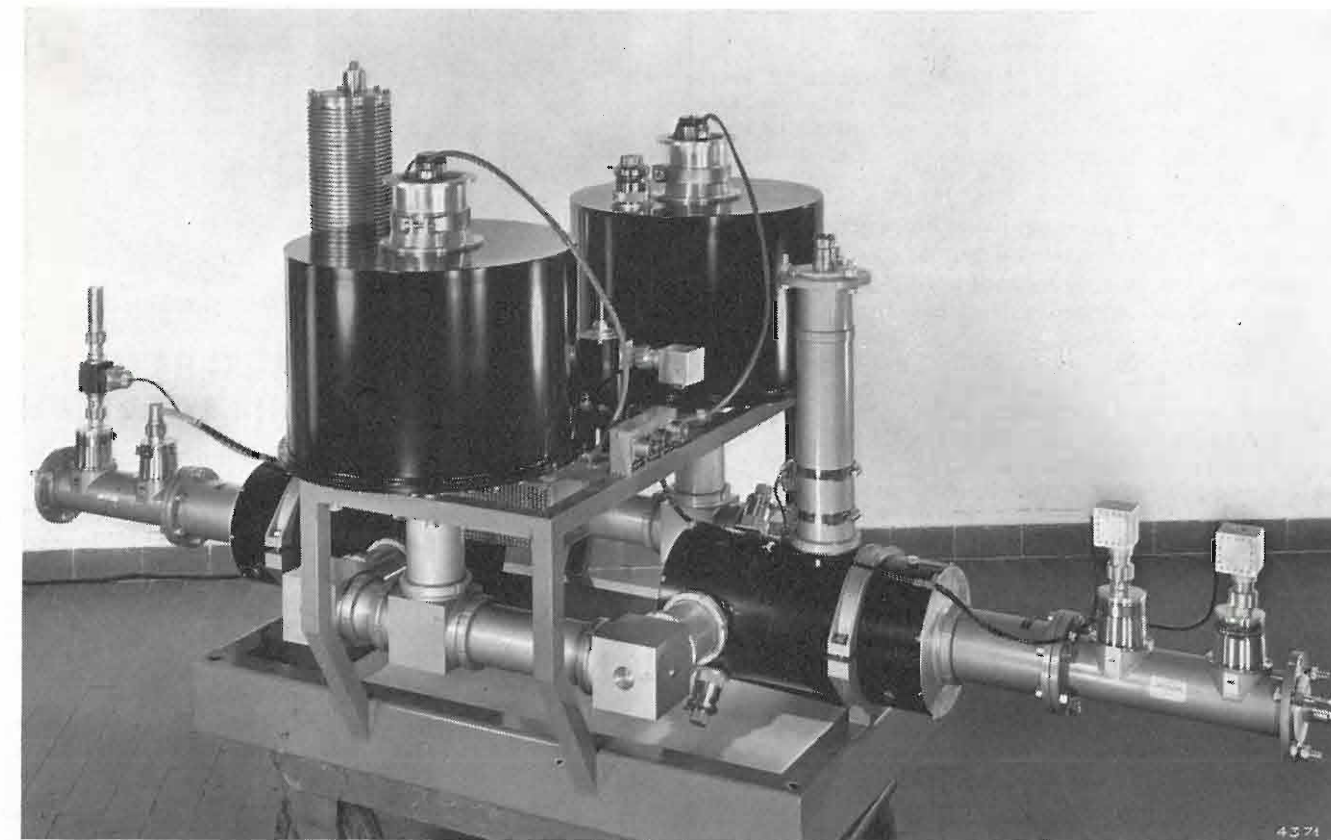



Fig. 33 — Unità combinatrice da 10 kW picco video per la banda VI.

[2] PACINI G. P.: *Stabilizzazione automatica di frequenza per circuiti risonanti a costanti distribuite mediante dispositivo meccanico-idraulico.* « Elettronica e Telecomunicazioni », N. 6, 1969, p. 210.

CARATT. MECC. ED ELETT. RISULTANTI
CAVITA' DI TIPO CILIN TM010
MATER: RAME
DIAM D= 380.00 MILLIM
ALTEZZA H= 250.00 MILLIM
Q COSTR. = 37882.62

PERDITA TOT ALLA PORTANTE VIDEO: PV= .20 DB
PERDITA TOT ALLA PORTANTE AUDIO: PØ= 5.00 #
POTENZA DISSIP. SU OGNI CAVITA' PC=123.4948 WATT

COSTANTI DEL CIRCUITO
COEFF. DI QUALITA' EFFET. Q= 23327.358
COMPONENTE REATT NORMALIZ. A +5MHZ X5S= .5526
COMPONENTE RESIS NORMALIZ. RS= .013

CARATT. DI ATTENUAZ. E RITARDO DI GRUPPO

F(MHZ)	A(DB)	T(MSEC.)
-1.25	.2205	-.0016
-1.00	.2221	-.0017
.00	.2308	-.0024
1.00	.2459	-.0035
2.00	.2757	-.0058
3.00	.3471	-.0111
4.00	.5968	-.0291
4.43	.9482	-.0527
4.50	1.0467	-.0589
4.60	1.2235	-.0697
4.70	1.4591	-.0834
4.80	1.7813	-.1009
4.90	2.2352	-.1232
5.00	2.8967	-.1512
5.10	3.9003	-.1851
5.15	4.602	-.2033
5.20	5.50	-.2211
5.25	6.6709	-.2359
5.30	8.2371	-.2426
5.35	10.416	-.2278
5.40	13.6704	-.143
5.45	19.3698	.3706
5.50	32.1234	13.1885

MODULAZ. SINCRONA AM

DF(KHZ)	M(DB)
100.00	38.9054
75.00	43.8171
50.00	50.7986
25.00	62.8022

Il programma, che ha una lunghezza di circa 11.400 caratteri, è stato eseguito in linguaggio Fortran e impegna il calcolatore per un tempo di calcolo effettivo compreso tra 70 e 80 secondi per l'intero progetto.

(1125)

NOTIZIARIO

IL CONDENSATORE AL TANTALIO E LA FACE STANDARD DI MADDALONI - *La FACE Standard e la I.T.T. Standard (quest'ultima è l'organizzazione di distribuzione dei prodotti I.T.T. Components Group Europe a cui la FACE è associata) hanno indetto, presso la Camera di Commercio di Caserta, una Conferenza stampa che si è tenuta il 5 maggio scorso. Per conto delle due Ditte, oltre al Dr. Pascale della FACE e al Dr. Regorda della I.T.T. che, con signorilità, facevano gli onori di casa, hanno partecipato l'Ing. Borrello e l'Ing. Ranieri, Direttori della FACE Standard e l'Ing. Voltini Direttore della I.T.T. Standard. Sono intervenuti alla Conferenza una cinquantina di giornalisti rappresentanti di numerose riviste e pubblicazioni tecniche od interessate allo sviluppo industriale del Mezzogiorno d'Italia.*

L'incontro ha avuto luogo a seguito dell'avviamento, avvenuto con successo nel gennaio scorso, della produzione, presso la fabbrica FACE di Maddaloni (un comune a pochi chilometri da Caserta) dei condensatori elettrolitici al tantalio. Dopo la conferenza, che ha dato luogo a vivaci ed interessanti interventi, è stata visitata la fabbrica.

Caratteristica fondamentale dei condensatori al tantalio è l'alto grado di miniaturizzazione.

La miniaturizzazione si ottiene:

a) ricavando nel minimo volume la maggiore superficie possibile delle due armature affacciate;

b) usando un dielettrico estremamente sottile e di grande costante di elettrica.

Si è ricorso alla polvere di tantalio di grande purezza che presenta le seguenti proprietà fondamentali:

1. I granuli possono essere attuati con una « frastagliatura » più o meno grande; una elevata « frastagliatura » favorisce l'aumento della superficie a parità di volume ma non consente uno spessore abbastanza grande del dielettrico (costituito dall'ossidazione dei

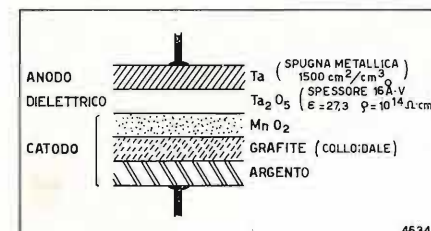



Fig. 1. — Struttura schematica di un condesatore al tentalio.

granuli) che sulle punte più aguzze tende ad essere perforato; perciò una elevata frastagliatura consente l'aumento della capacità ma riduce la possibile tensione di lavoro.

2. I granuli, mescolati a sostanze leganti e pressati, formano un blocchetto, per lo più cilindrico, che portato ad elevata temperatura (1700 ÷ 2000°C) sotto vuoto ($\sim 10^{-6}$ Torr), si « sinterizza » (cioè i granuli si saldano tra loro) mentre le sostanze leganti, evaporando, favorendo l'ottenimento di una grande porosità (si ottiene una superficie di circa 1500 cm²/cm³). Tale blocchetto spugnoso costituisce un elettrodo, l'anodo, del condensatore che è polarizzato.

3. Il tantalio, convenientemente trattato, può essere ricoperto da uno strato uniforme e continuo di ossido amorfo (Ta_2O_5) che è un ottimo dielettrico molto stabile, di elevatissima resistività (10^{14} ohm cm) e di spessore estremamente sottile, ~ 16 Å (1 Å $= 10^{-8}$ cm) per volt di formazione, per cui per 6 volt lo spessore è di circa un milionesimo di millimetro. La costante dielettrica è pari a 27,3, cioè molto grande.

Perciò, in seguito ai tre fattori sopra elencati, la capacità per unità di volume del condensatore è straordinariamente elevata.

La seconda armatura del condensatore, che deve aderire perfettamente al dielettrico, ossia all'ossido suddetto che ricopre tutte le porosità dell'anodo di tantalio, è depositata, in opportuni bagni elettrolitici al nitrato di manganese [$Mn(NO_3)_2$]. Quest'ultimo composto per pirolisi (riscaldamento a 230° C secondo opportuni cicli) si trasforma in biossido di manganese (MnO_3) ed è questo che costituisce la seconda armatura. In realtà il biossido di manganese è un semiconduttore di tipo N; peraltro la sua resistività relativamente piccola (10 ÷ 100 ohm cm) lo rende adatto a fare da elettrodo del condensatore. Per ottenere un buon contatto con tale armatura viene deposto su di essa uno strato di grafite colloidale ed infine uno strato di argento a cui è saldato il secondo reoforo, quello negativo (il primo, quello positivo, è connesso al tantalio).

Pertanto il condensatore ha la struttura indicata in figura. 1

Attuato così il vero e proprio condensatore esso viene infine protetto (meccanicamente e dagli agenti esterni) mediante un adatto impasto di resine epossidiche.

Le dimensioni del condensatore finito sono comprese fra quelle di una capocchia di fiammifero e quelle di un pisello (fig. 2). Entro tali dimensioni si possono ottenere capacità che vanno da 0,1 a 100 microfarad con tensioni di lavoro che si estendono da meno di una decina di volt a oltre cento volt (naturalmente le capacità più elevate si ottengono rinunciando ad elevate tensioni di lavoro-dielettrico più sottile).

Il condensatore, essendo del tipo elettrolitico, è polarizzato (tensione alternativa sovrapposta ad una continua di

Fig. 2. — Aspetto e dimensioni dei normali condensatori al tantalio.

valore maggiore dell'ampiezza di quella alternativa: l'anodo Ta è sempre positivo rispetto all'altro elettrodo MnO_2). La dispersione di corrente è molto ridotta e così l'angolo di perdita.

La figura 3 mostra la sezione « manganizzazione » del reparto tantalio dello stabilimento.

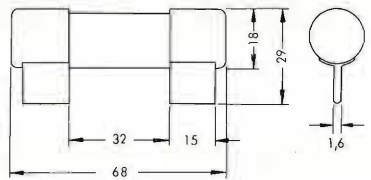
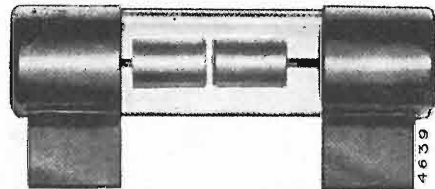
L'attività della FACE Standard di Maddaloni incominciata con le appa-

Fig. 3 - Bagni per il deposito del nitrato di manganese sugli anodi di tantalio ossidato (FACE Standar di Maddaloni).

recchiature telefoniche si è sviluppata un paio di anni fa nel campo dei componenti con un altro prodotto tecnicamente molto avanzato, quello del condensatore in poliestere metallizzate.

L'incontro ha avuto un ottimo successo, sia per l'interesse tecnico, sia per quello sociale, dato che la nuova attività della FACE si inserisce nel processo di industrializzazione del Mezzogiorno d'Italia proprio nell'auspicato campo dell'elettronica, sia infine per l'ottima organizzazione del convegno.

(1194) G.D.

SCARICATORI A GAS O NEL VUOTO - Il compito di uno scaricatore è quello di rendere innocue le sovratensioni, a cui sono soggette le linee elettriche di energia, telecomunicazioni e ferroviarie. Tali sovratensioni sono sia di origine atmosferica (caduta di fulmini direttamente sull'impianto o nelle vicinanze) sia dovute a cause accidentali (cortocircuiti, brusche variazioni di carico, errori di manovra o di installazione).

Per potenze non eccessivamente elevate si usano oggi scaricatori a gas nobile (neon, argon, kripton) o nel vuoto, contenuti generalmente in un'ampolla di vetro. La fotografia riprodotta ne illustra un tipo costruito dalla O.E. MIL. (Officina Elettronica Milanese) che soddisfa alle severe norme CEI-UNEL 79113.

Si costruiscono scaricatori a gas, con ampia gamma di tensione di innesco della scarica, capaci di sopportare correnti di scarica di picco da 2500 a 10000 ampere.

Due fra i valori nominali più comuni della tensione di innesco della scarica (e i rispettivi limiti di tolleranza) sono: 250 V (min 220, max 280), 350 V (min 300, max 400). (1199)

SISTEMA PHILIPS DI VIDEOREGISTRAZIONE A CASSETTE - La Philips ha presentato il 28 aprile scorso a Palma di Majorca il suo nuovo sistema di videoregistrazione a cassetta «VCR». Questo sistema permette di registrare i programmi televisivi a colori ed in bianco e nero da un qualsiasi televisore domestico sul quale, immediatamente dopo, si può riprodurre la registrazione.

Importanti fabbricanti europei del settore fra i quali AEG, Telefunken, Blaupunkt, Grundig, Loewe Opta e Zanussi hanno aderito a questo sistema al quale essi collaborano. Accordi commerciali con altri fabbricanti sono tuttora in corso di definizione.

Il VCR impiega un nastro magnetico da mezzo pollice accuratamente e convenientemente chiuso in un contenitore (cassetta) di formato tascabile che non richiede alcuna manipolazione. Quando necessario, il nastro può essere cancellato rendendosi così disponibile per la registrazione di un altro programma. Le videocassette contengono nastro sufficiente per 60 minuti di registrazione. Come già avviene per le musicassette, anche qui l'inserimento della videocassetta nell'apparecchio VCR si può effettuare molto semplicemente in qualsiasi momento senza tener conto della posizione in cui si trova il nastro. Il tal caso non è richiesto nessun riavvolgimento. La semplicità del funzionamento è una delle caratteristiche principali del sistema VCR. Le dimensioni ed il modo di impiego dell'apparecchio sono paragonabili a quelle dei registratori audio di medie dimensioni.

Il collegamento del videoregistratore a cassette ad un ricevitore televisivo è estremamente facile, basta infatti collegare l'apparecchio alle prese di antenna del televisore.

L'apparecchio è dotato di un sintonizzatore che consente di registrare un programma mentre contemporaneamente si assiste ad un altro. È questo un significativo miglioramento applicativo offerto dal sistema sviluppato dalla Philips.

Le videocassette sono intercambiabili, quelle a colori e quelle in bianco e nero sono completamente compatibili senza che ciò comporti riduzione del tempo di registrazione per il colore.

Due piste audio, disponibili per il suono stereofonico, possono essere anche utilizzate per commenti in due diverse lingue. Inoltre, è prevista la possibilità del doppiaggio su una delle due piste ed il blocco dell'immagine.

Il sistema VCR consente di estendere la sua applicazione ad un gran numero di altri apparecchi che vanno dai riproduttori economici in bianco e nero che costeranno meno di 300 dollari USA, fino ai riproduttori per il colore (350 dollari). L'apparecchio completo per la registrazione sintonizzata e per la riproduzione costerà circa 550 dollari USA.

L'apparecchiatura VCR sarà disponibile nel 1971. (1197)

MEMORIA BIPOLARE RAM A 64 BIT REALIZZATA CON TECNOLOGIA SCHOTTKY - Per ottenere dispositivi a semiconduttore veloci si ricorre, in fase di produzione, alla «diffusione d'oro» nell'elemento monolitico. Con tale diffusione si ottengono elevate velocità di commutazione, ma di contro, i transistori risultano con basso beta e scarsa riproducibilità; tale inconveniente diventa grave specialmente con l'aumentare della complessità del circuito integrato.

Per evitare gli inconvenienti di questo processo si è pensato di inserire monoliticamente tra la base ed i collettori dei transistori un diodo Schottky che, come noto, ha un elevato potere raddrizzante (bassa caduta di tensione diretta) ed assoluta assenza di cariche d'accumulo (elevata velocità di commutazione).

Questa tecnologia è stata utilizzata per attuare la memoria monolitica ad accesso casuale (RAM) Intel I-3101 a 64 bit presentata dalla società Eledra 35 di Milano. Sono già allo studio altri dispositivi più complessi da realizzarsi con la medesima tecnologia, tra cui vi saranno memorie a sola lettura (ROM) fino a 1024 bit.

La RAM I-3101 a 64 bit è dotata di un'alta velocità d'accesso (60 ms) con una bassa dissipazione (6 mW/bit). È compatibile con i circuiti logici DTL e TTL ed ha possibilità di espansione. È completamente decodificata, ha una bassa riflessione di linea per i diodi di clamp inseriti e possiede una ottima stabilità termica. È organizzata in 16 parole di 4 bit ciascuna; alimentazione: + 5V ± 5%. Il dispositivo è racchiuso in un involucro ceramico normalizzato «dual in line» a 16 piedini. (1181)

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 6-1970 (3896)

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

TEKTRONIX 7000

Gli oscilloscopi **7000 Tektronix** hanno un « cervello » elettronico che raccoglie continuamente dati dai circuiti di amplificazione e attenuazione dei vari canali, li elabora e ne trae i valori finali dei fattori di deflessione, che, in lettere e numeri, vengono poi presentati sullo schermo. Coi **Tektronix 7000** non è quindi più necessario calcolare le sensibilità e i tempi dalle indicazioni delle manopole o dalle sonde. Sono previsti anche segnali indicatori di staratura, inversione di polarità e di identificazione della traccia (quando se ne ha più di una sullo schermo).

Gli oscilloscopi **Tektronix 7000** sono provvisti di commutatori elettronici diversi per i canali amplificatori verticali, per le basi dei tempi e per gli azionamenti. Tutti questi commutatori possono essere messi in passo tra di loro in modo da consentire le più svariate possibilità di funzionamento in dipendenza delle condizioni esterne più complesse, senza pericolo di dover lavorare in condizioni poco stabili. Ad esempio con un **7000** è possibile vedere due fenomeni di frequenza diversa non sincroni con la stessa base dei tempi, senza nessuna difficoltà.

Gli oscilloscopi **7000 Tektronix** hanno un grande scomparto unico per i cassetti, che permette l'inserzione di 4 unità diverse (due per l'asse verticale e due per l'orizzontale) o di tre unità (per il modello **7503**). Queste unità d'altronde, per quanto piccole, possono essere a funzionamento multiplo.
14 cassetti sono già in catalogo. Tra questi ci sono anche cassetti per funzionamento sampling (fino a 14 GHz). Altri cassetti verrano presto messi in catalogo, inclusi alcuni per l'analisi di spettro.

Silverstar, ltd s.p.a

MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4696551 (5 linee)
ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855366 - 869009
TORINO - Corso Castelfidardo, 21 - Tel. 540075 - 543527

PHILIPS **Sez. ELCOMA**

Quaderni di Applicazione ELCOMA sui CIRCUITI INTEGRATI

Con questa serie di pubblicazioni si è voluto dare all'utilizzatore di circuiti integrati sia digitali che lineari, una guida all'impiego di tali dispositivi che ne garantisse le prestazioni ottimali.
A tale scopo, in ciascun volume si è creduto utile anteporre, ad un vasto repertorio di circuiti applicativi più comunemente usati, una parte che, attraverso una descrizione della tecnologia e dei singoli dispositivi, consentisse una migliore comprensione del loro funzionamento.
La parte più propriamente applicativa è poi frutto dell'esperienza dei vari Laboratori di Applicazione del Concern Philips, e non si limita ai soli componenti integrati ma prende in esame anche problemi di interfaccia con componenti o dispositivi diversi.
Si può quindi dire che questi Quaderni di Applicazione rappresentano per il progettista elettronico, un complemento indispensabile ai Dati Tecnici dei C.I.

PHILIPS
circuiti integrati digitali serie FJ
generalità e applicazioni

Circuiti Integrati digitali serie FJ - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 155 Prezzo L. 2.000

1 - INTRODUZIONE

2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
Introduzione alla tecnologia ● Componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione

3 - GENERALITA' SULLA SERIE FJ
La famiglia FJ di circuiti integrati digitali a logica TTL ● Campi di impiego e tipi ● Caratteristiche elettriche della porta TTL ● Logica TTL ● Caratteristiche generali delle porte della serie FJ ● La funzione OR di collettore ● La funzione NOR ● La funzione AND-OR-NOT ● Porte con uscita di potenza per pilotaggio di linee ● I flip-flop della serie FJ

4 - IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI E PROBLEMI LOGICI ED ELETTRICI CONSEGUENTI
Introduzione ● Aspetti pratici dell'applicazione dei circuiti integrati ● Problemi logici ● Problemi elettrici

5 - IL RUMORE
Il rumore: definizioni e caratterizzazioni dei circuiti ● Margine di rumore ● Immunità al rumore (noise immunity)

6 - QUALITA' E AFFIDAMENTO
Qualità e affidamento dei circuiti integrati

7 - FONDAMENTI DI LOGICA E METODI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio ● Codici ● Algebra di Boole ● Reti logiche combinatorie ● Reti sequenziali

8 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni ● Convertitori di codice ● Complementatori ● Rivelatori di errore ● Parity check (controllo di parità) ● Sommatori ● Contatori ● Shift register ● Generatori di codici concatenati ● Elementi di memoria (staticizzatori di informazioni) ● Generatori e formatori d'onda ● Discriminatore di livello ● Circuiti di ingresso e di uscita

9 - CIRCUITI INTEGRATI COMPLESSI
Progetto con circuiti integrati complessi ● Criteri di progetti di circuiti integrati complessi ● Elementi complessi ● Alcune applicazioni dei circuiti integrati complessi ● Conclusioni

Circuiti Integrati digitali serie FC - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag 96 Prezzo L. 600

1 - INTRODUZIONE

2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione

3 - GENERALITA' SULLA SERIE FC DI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI TIPO DTL
Campo di impiego e tipi ● Logiche DTL ● Caratteristiche generali delle porte della serie FC ● La funzione OR di collettore ● Porta per pilotaggio con uscita di potenza ● I flip-flop della serie FC ● Il discriminatore di livello (Schmitt trigger) tipo FCL 101 ● Il multivibratore monostabile tipo FCK 101

4 - LOGICHE COMBINATORIE E SEQUENZIALI: CRITERI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio ● Codici ● Algebra di Boole ● Reti logiche combinatorie ● Reti sequenziali

5 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni ● Convertitori di codice ● Complementatori ● Sommatori ● Contatori ● Shift Registers ● Generatori e formatori d'onda ● Circuiti di ingresso e di uscita

Circuiti integrati lineari per radio - televisione e bassa frequenza - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi e E. Salvioli) - pag. 72
Prezzo L. 600

1 - INTRODUZIONE

2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione

3 - INTRODUZIONE ALLA TECNICA DEI CIRCUITI INTEGRATI
Premessa ● Stadi accoppiati in continua ● Circuiti direttamente accoppiati a due elementi attivi ● L'amplificatore differenziale

4 - CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI INTEGRATI PHILIPS PARTICOLARMENTE ADATTI PER APPLICAZIONI NEL CAMPO RADIO, TV, B. F.
OM 200 - TAA 103 - TAA 263 - TAA 293 ● il **TAA 310** ● il TAA 320 ● il TAA 300 ● il TAA 350 ● il TAA 380 ● il TAD 100

5 - I CIRCUITI INTEGRATI NEGLI AMPLIFICATORI DI B.F.
Amplificatore di B.F. da 1,4 W / 7,5 V con TAA 263 ● Amplificatori di B.F. da 2 W / 100 V e 4 W / 200 V con TAA 320 ● Amplificatore di B.F. da 4 W / 18 V con TAA 320 ● Amplificatore di B.F. da 1 W / 9 V con TAA 300 ● Amplificatore per registratore con TAA 310

6 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RADIORICEVITORI
Radioricevitore per onde medie - onde lunghe con TAD 100

7 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RICEVITORI TELEVISIVI
Amplificatore suono intercarrier con TAA 350

I quaderni di applicazione ELCOMA possono essere richiesti alla « Biblioteca Tecnica Philips » - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano

PHILIPS s.p.a. - **SEZ. ELCOMA** - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

UNA TECNICA RIVOLUZIONARIA
DI CONVERSIONE ANALOGICO-DIGITALE
R^2= RECIRCULATING REMAINDER
RIDUCE DEL 50%
IL PREZZO DEI VOLTMETRI DIGITALI

MULTIMETRO

- Precisione 0,02
- 4 cifre + 1 (fuori scala del 20%)
- Reiezione di modo comune maggiore di 100 dB
- Misura di tensione AC e DC fino a 1200 V e resistenze fino a 12 Mohm
- In opzione - alimentazione a batteria ricaricabile
  shunts per misure di corrente in AC e DC
  sonda per alta frequenza
  sonde per alta tensione

VOLTMETRO

- Precisione 0,005%
- 5 cifre + 1 (fuori scala del 20%)
- Selezione automatica del fondo scala e della polarità

- Reiezione di modo comune: 140 dB con schermo di guardia
- Misura tensioni continue fino a 1200 V
- In opzione - misure in AC
  misure di rapporto
  misure di mV/ohms
  uscita BCD
  controllo a distanza

Vi ricordiamo la produzione dei VOLTMETRI DIFFERENZIALI, degli ALIMENTATORI STABILIZZATI DI ALTA TENSIONE, dei CALIBRATORI e dei SISTEMI DI CALIBRAZIONE FLUKE che da anni, in continuo progresso, soddisfano le esigenze della clientela italiana.

Settore Elettronico 20146 MILANO
Piazza De Angeli, 7
Tel. 463.286 / 463.520